Amatérské RADIO

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS
PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVIII/1979 ČÍSLO 5

VI. SJEZD SVAZARMU

Dnes se naposledy vracíme k VI. sjezdu Svazarmu, který se konal v loňském roce. V AR B4/79 jsme si uvedli ty části rezoluce sjezdu, které hovoří o uspokojování zájmu veřejnosti a zejména mládeže a o souvislostech, které toto uspokojování má se zájmy budování a obrany země. Na tuto část rezoluce VI. sjezdu navazuje část o podílu, který má Svazarm na výchově mládeže.

Dnes si povšimneme závěru rezoluce sjezdu, týkajícího se stylu a metod řídící a organizátorské práce. Zásady organizátorské a řídící práce jsou v rezoluci podrobně probrány; my si je uvedeme též, neboť neslouží pouze funkcionářům a aktivistům Svazarmu, jak by se na první pohled mohlo zdát, ale i široké členské základně, které přibližuje perspektivy organizace a její činnosti.

Stejné závěry platí i o poslední části rezoluce VI. sjezdu Svazarmu, která je věnována finančnímu a materiálnímu zabezpečení hlavních úkolů organizace – v této souvislosti je třeba připomenout, že záleží na každém členu naší branné organizace, jak budou jednotlivé body a požadavky rezoluce uváděny v praxi do života.

Soustavně prohlubovat styl a metody řídící a organizátorské činnosti

VI. sjezd vytyčuje požadavek soustavným prohlubováním řízení vytvářet podmínky pro plnění všech funkcí Svazarmu v duchu závěrů XV. sjezdu KSČ. Důsledné uplatnění této zásady umožní komplexnější a účinnější naplňování podílu Svazarmu na realizaci politiky Komunistické strany Československa. To vyžaduje soustavné vytváření podmínek, zejména pro masový rozvoj činnosti, obohacování obsahu i forem práce základních organizací a prohlubování diferencovaného řízení.

Při naplňování závěrů XV. sjezdu KSČ, 11. a 12. zasedání ÚV KSČ a Deklarace členských států Varšavské smlouvy z listopadu t. r. pokládá VI. sjezd za základní orientaci celé organizace na soustavné zkvalitňování a zvyšování účinnosti všech forem branné výchovy a podílu organizace na rozvoji osobnosti socialistického člověka. Za tím účelem soustředit hlavní pozornost na růst kvality řídící a organizátorské práce a upevnění úlohy plánu jako hlavního nástroje řízení.

V souladu s požadavky rozvoje a upevňování organizace vytvářet nové ZO a prohlubovat jejich vnitřní strukturu. V práci všech základních organizací dosáhnout, aby neustále sledovaly a znaly zájmy a potřeby členů, aby tyto zájmy uspokojovaly a využívaly je k plnění celospolečenských potřeb. Nové základní organizace zakládat především na závodech, školách, JZD a dokončit jejich výstavbu ve střediskových obcích.

Řídicí práci orgánů všech stupňů oreintovat na vytváření podmínek pro činnost základních organizací jako středisek naplňování branné funkce Svazarmu. Touto prací přispívat k obohacování obsahu i forem práce základních organizací, aby účelně a komplexně plnily svou funkci ve smyslu stanov Svazarmu.

Práci okresních výborů Svazarmu rozvíjet diferencovaně a nastolovat v jejich práci pravidelné projednávání hlavních úkolů všech základních organizací a diferencované projednávání činnosti a úkolů dle výsledků a kvality práce a podle míst působení základních organizací.

VI. sjezd zdůrazňuje nutnost systematicky vytvářet předpoklady pro rozvoj činnosti organizace rozvojem vnitřního života a důsledným uplatňováním stanov. Rozvíjet všechny formy socialistické demokracie, zejména demokratického centralismu, kolektivnosti vedení i prohlubování leninského stylu práce, rozvíjet demokratický charakter organizace, vytvářet aktiv spolupracovníků.

V zájmu důsledného naplňování branné politiky KSČ prohlubovat perspektivnost a plánovitost rozvoje činnosti, posilovat úlohu plánu a rozborové činnosti. Stanovit priority v masovém rozvoji branné výchovy i v rozvoji odbornosti zájmové branné činnosti. V ústředních orgánech přijmout dlouhodobý výhled rozvoje organizace do roku 1990 a to i k dosažení předstihu ve vytváření materiálně technické základny základních organizací Svazarmu.

Soustavně zdokonalovat systém informací a rozborové činnosti, informace efektivně využívat v řídící práci všech stupňů. V duchu 11. zasedání ÚV KSČ, které poukázalo na rezervy ve využívání vědy a techniky, vytvářet podmínky pro získávání a uplatňování vědeckých poznatků. Vědecké metody práce a moderní technické prostředky představují reálnou cestu k zvýšení úrovně řízení, k větší efektivnosti a vyšší kvalitě na všech úsecích činnosti.

Urychlování a zkvalitňování realizačního procesu, přenášení usnesení do nižších orgánů prohlubovat vytvářením organizačních předpokladů i důslednou kontrolou. Prohlubovat činnost kontrolních a revizních komisí, kontrolní činnost učinit trvalou součástí řídící práce orgánů všech stupňů.

V souladu s neustále rostoucími požadavky na řízení všech procesů v činnosti Svazarmu prosazovat důslednou dělbu práce jednotlivých stupňů. Soustavně prohlubovat a upevňovat obsah i formy územního i odborně metodického řízení, metodicko-kontrolní činnost krajských výborů a diferencovanou úlohu okresních výborů Svazarmu v řízení základních organizací.

Dosáhnout všestranné prohloubení kádrové práce a zkvalitňovat diferencovanou přípravu kádrů v duchu přijatého systému. Hlavní důraz položit na přípravu aktivu k závěrům VI. sjezdu a na přípravu základního aktivu pro rozvoj činnosti, zejména organi-

V TOMTO SEŠITĚ

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57–1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klabal, ing. F. Králík, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomirský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52–7, šéfred. linka 354, redaktor l. 353.
Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel.
Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerci přijímá vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51–7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46044.

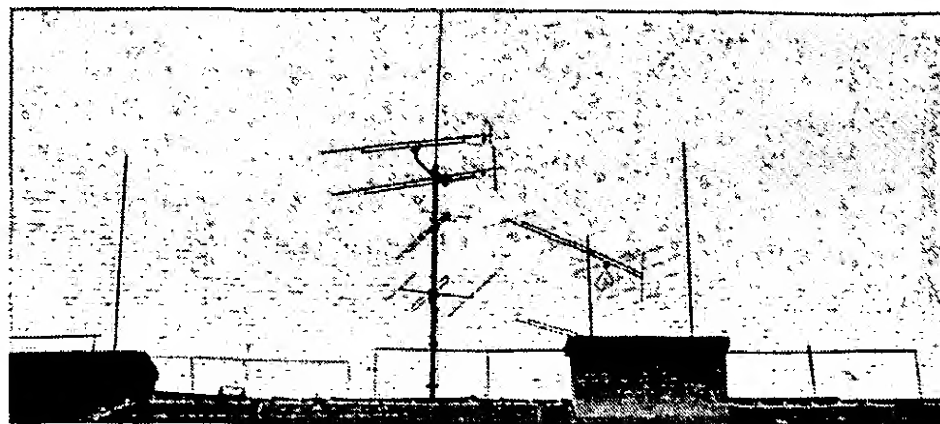
Toto číslo mělo vyjít podle plánu 11. 7. 1979

zátorů a cvičitelů základních organizací Svazarmu. K zabezpečení přípravy kádrů cílevědomě dotvářet systém škol, základních metodických center, učebních fondů a pomůcek. Vytvářet soustavné předpoklady pro maximální stabilizaci kádrů, zejména organizátorů a cvičitelů základních organizací a pracovníků okresních výborů Svazarmu.

Rozvojem řídicí a organizátorké práce vytvářet zázemí pro rozvoj nových forem práce, obohacování obsahu i dosahování nové kvality činnosti organizace, rozvoj společenské angažovanosti i sepětí činnosti s celkovým životem společnosti.

Příjem a rozvod televizních a rozhlasových SIGNÁLŮ

Ing. Z. Krupka, Ing. Z. Philipp



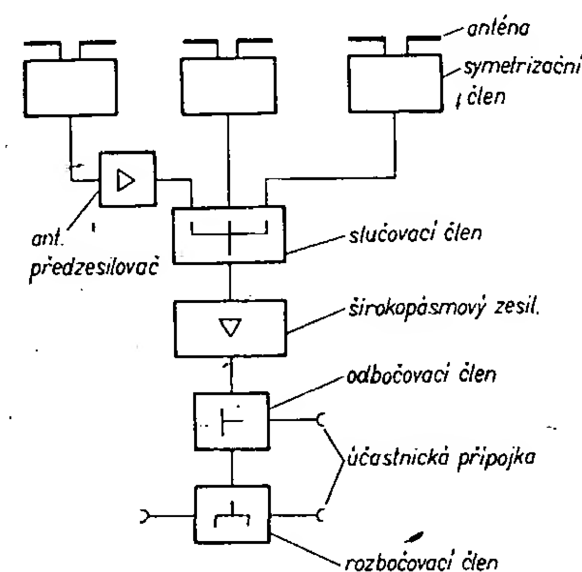
Chceme-li zajistit jakostní příjem TV vysílání, nevystačíme s náhražkovou anténou a to ani tehdy, bydlíme-li v okruhu zaručeného příjmu, to znamená v takové vzdálenosti od vysílače, kde je za každých okolností dostatečně silný signál. Pro jakostní příjem TV vysílání je totiž nutné, abychom signál každého TV vysílače přijímali zvláštní anténou a podobně i rozhlas VKV. Vzhledem k tomu, že není jednoduché zapojit několik antén na jeden svod, znamená to v praxi kolik antén, tolik svodů a pokud chceme ještě mít možnost umístit přijímače na více místech, stane se rozvod signálů problémem, který je bez speciálního vybavení neřešitelný.

Abychom se dovedli správně rozhodnout pro nejvhodnější zařízení, které by odpovídalo jak příjmovým podmínkám v místě kde bydlíme, tak počtu a rozmístění přijímačů, a které by též zaručovalo rozvod jakostního signálu, musíme se seznámit s některými technickými pojmy, bez nichž by bylo nemožné vysvětlit funkci celého zařízení pro příjem a rozvod TV signálu a pochopit vlastnosti jednotlivých dílů. Navíc je nutno seznámit se s předpisy, kterým je třeba vyhovět, a to především ve vlastním zájmu uživatele.

Všeobecné pojmy

Vysvětlení funkce malého rozvodu

Skupinové schéma zařízení s díly, které mohou přijít v úvahu pro stavbu, je na obr. 1, kde jsou též uvedeny názvy a předpokládané umístění jednotlivých dílů. Zařízení musí zabezpečovat tyto základní funkce:



Obr. 1. Skupinové schéma malého rozvodu

a) příjem požadovaných signálů s optimální jakostí,

b) sloučení přijatých signálů a jejich případné zesílení, aby je bylo možné rozvést jedním kabelem,

c) rozvod vf signálu k jednotlivým přijímačům a to tak, aby se nemohly vzájemně ovlivňovat a aby jejich připojením ani vlivem použitých dílů rozvodu nevznikaly nežádoucí jevy a rušení.

Příjem televizních a rozhlasových signálů (signály TV a R) zajišťují buď jednoduché nebo složené anténní řady. Správná volba antén je velmi důležitá a může zásadně ovlivnit jakost signálu. Velkou pozornost je však nutno věnovat i provedení anténní soustavy a jejímu zabezpečení jak proti poškození vlivem účinku povětrnosti, tak proti úderu blesku.

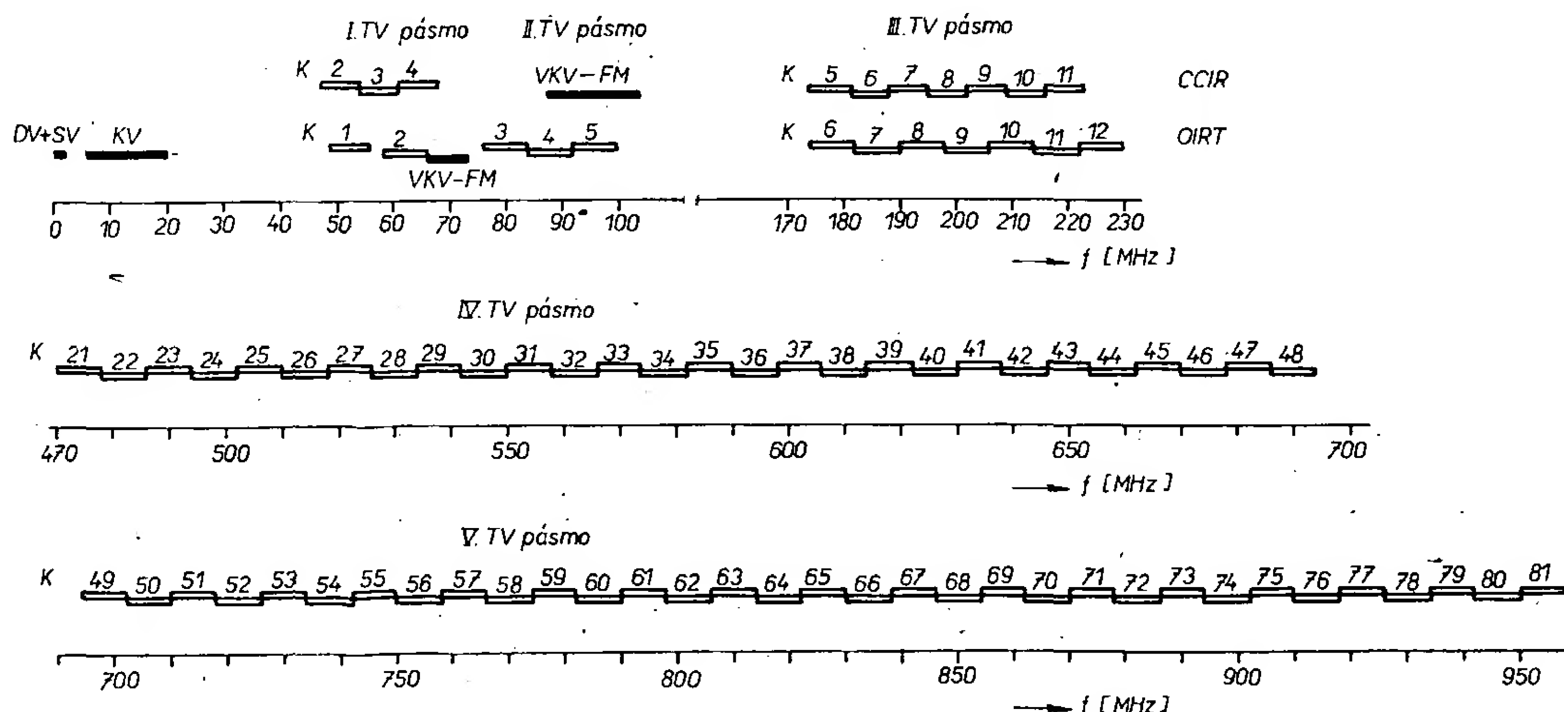
Není-li možno zabezpečit dostatečný signál z antény, je třeba použít anténní zesilovače. Vždy je třeba dbát, aby délka přívodu od antény k zesilovači byla minimální.

Přívod vf energie od jednotlivých antén a její rozvod k jednotlivým účastníkům je zabezpečen vf vedením, nejlépe souosým kabelem.

Aby bylo možno všechny přijímané signály rozvádět společně, je nutno se postarat o jejich sloučení ve slučovacím členu. Jeho provedení závisí na tom, kolik signálů chceme sloučit a jaké jsou jejich kmitočty.

Chceme-li současně napájet větší počet přijímačů, nevystačíme pravidelně s úrovní signálů získaných anténami. V tom případě musíme umístit za slučovací člen zesilovač, který je schopen zesílit všechny televizní i rozhlasové signály, které chceme rozvádět. Vlastnosti tohoto zesilovače lze určit z úrovňové kalkulace požadovaného rozvodu.

U typu rozvodu podle obr. 1 se nepředpokládá použít účastnické zásuvky, běžné při výstavbě velkých budov. Ty jsou totiž konstruovány pro možnost sériového zapojení (na jedno stoupací vedení bývá zapojeno 6 až 8 zásuvek). Pro malé rozvody je vhodnější použít odbočovací a rozbočovací členy. Ty musí zajistit odbočení vf energie a zamezit vzájemnému ovlivňování jednotlivých přijímačů, jak po stránce vyzařování energie vnitřních oscilátorů, tak vlivu nedokonalého přizpůsobení. Účastnické přípojky mohou být proto podstatně jednodušší. Musí pouze zabezpečit rozdělení signálů pro vstupy VKV



Obr. 2. Rozdělení kmitočtových pásem pro TV a R

a UKV u TV přijímače a případně pro rozhlas VKV FM.

Kmitočtová pásma pro přenos signálů TV a R

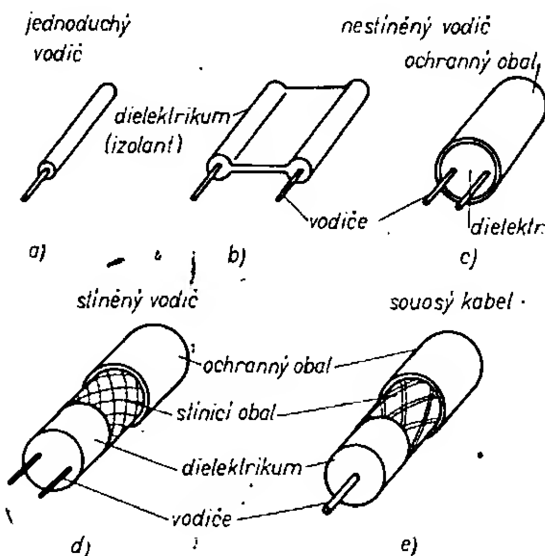
Aby se různé služby, které používají bezdrátové spojení elektromagnetickými vlnami, navzájem nerušily, mají přesně určená kmitočtová pásma, v nichž mohou pracovat. Stejně je tomu i s vysíláním televizních a rozhlasových signálů. Televizní vysílání má normou pevně stanovené kanály, v nichž smí jednotlivé vysílače pracovat. V rámci těchto kanálů jsou potom stanoveny nosné kmitočty obrazu a zvuku.

Kmitočtová pásma, která jsou určena pro vysílání rozhlasu a televize, jsou na obr. 2. Pro vysílání rozhlasu VKV-FM a v televizním pásmu I až III jsou uvedena dvě rozdělení kmitočtů. Jednak podle normy, která platí pro země socialistického tábora, jednak podle normy platné pro některé země západní Evropy, ale např. i NDR.

Podle u nás platné normy je šířka jednoho TV kanálu 8 MHz. Dolní okraj je 1,25 MHz pod nosným kmitočtem obrazu. Nosný kmitočet zvuku je 6,5 MHz nad nosnou obrazu a horní okraj kanálu 250 kHz nad nosnou zvuku. Např. 1. TV kanál má rozmezí 48,5 až 56,5 MHz, přičemž nosný kmitočet obrazu je 49,75 MHz a zvuku 56,25 MHz.

Vedení pro rozvod vf signálu

Základní typy vedení, které se používají pro rozvod vf signálů, jsou na obr. 3. Jednoduchý buď holý nebo izolovaný vodič (obr. 3a) je možno použít pouze jako přívod signálu nejnižších kmitočtů, tj. pro rozhlas AM (kmitočtový rozsah do max. 20 MHz).

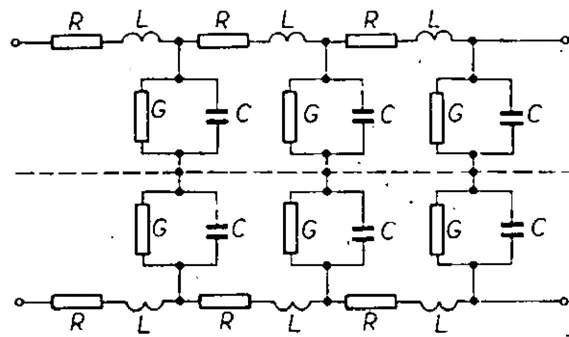


Obr. 3. Základní typy vf vedení

Nestíněný dvojvodič, ať již v provedení páskovém *b*, nebo *c*, s pěněným dielektrikem, je použitelný pro rozvod vf signálů v rozsahu všech TV pásem a rozhlasu VKV.

Abychom si mohli vysvětlit základní vlastnosti tohoto typu vedení, použijeme náhradní obvod, který je realizován prvky se soustředěnými parametry: *R* je odpor, který si můžeme představit jako činný odpor vodiče určité délky, *L* je indukčnost vodiče této délky, *C* je kapacita mezi vodiči tohoto úseku a *G* je svod způsobený ztrátami izolačního prostředí mezi vodiči. Velikosti *R* a *G* určují ztráty ve vedení, *L* a *C* charakteristickou impedanci vedení.

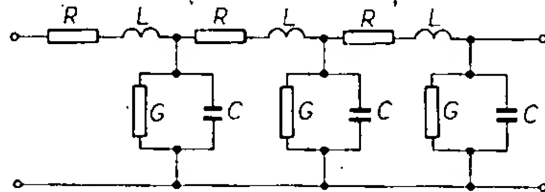
Z obr. 4 vidíme, že náhradní zapojení nestíněného dvojvodičového vedení je souměrné vůči pomyslnému středu. Proto se též tomuto typu vedení říká souměrné. Pokud by hodnoty prvků nebyly na obou stranách



Obr. 4. Náhradní zapojení souměrného dvojvodičového nestíněného vedení

stejné, znamenalo by to nesouměrnost vedení.

Stíněné vedení se též označuje jako kabel. Má vždy na povrchu vodivý stínicí plášť. Může být buď v provedení s dvěma vodiči (souměrné stíněné vedení, obr. 3d, nebo s jedním vodičem, (obr. 3e). V posledním případě musí být vždy střední vodič umístěn přesně v ose stínicího pláště. Proto se tomuto kabelu říká souosý (koaxiální) a na základě tvarů náhradního zapojení (obr. 5) nesouměrný.



Obr. 5. Náhradní zapojení nesouměrného, souosého vedení

Je přirozené, že toto náhradní zapojení je vlastně polovinou náhradního zapojení symetrického vedení.

Prakticky se jako anténní svody vf signálu používají souměrné nestíněné dvojlinky a souosé nesouměrné kabely. V dalším se seznámíme se základními vlastnostmi těchto vedení.

Charakteristická impedance se označuje Z_0. Je to charakteristická veličina každého vf vedení, která závisí na jeho konstrukčním provedení a použitém materiálu. Je nezávislá na přenášeném kmitočtu a délce vedení. Je ji možno určit při znalosti prvků náhradního zapojení, v praxi se však určuje měřením indukčnosti *L* a kapacity *C* zvoleného úseku vedení. Přitom postupujeme tak, že kapacitu měříme při vedení na konci rozpojeném (naprázdno) a indukčnost při vedení zakončeném zkratem (nakrátko). Z naměřených údajů potom vypočteme charakteristickou impedanci podle výrazu

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (1).$$

Charakteristická impedance vf vedení je normalizována, pro rozvod signálů TV a R je normou ESČ předepsána pro souosý kabel $Z_0 = 75\ \Omega$ a pro souměrné vedení $Z_0 = 300\ \Omega$.

Útlum vedení. Jak jsme již řekli, veličiny *R* a *G* náhradního zapojení vedení representují jeho ztráty. Je přirozené, že obě tyto veličiny závisí na provedení kabelu a navíc jsou ještě kmitočtově závislé. Útlum vf vedení se však zvětšuje s kmitočtem. V praxi se vždy udává útlum vf vedení délky 100 m v [dB] a to při různých kmitočtech.

Např. souměrné páskové vedení VFSP 510 má při $f = 200$ MHz útlum 7 dB/100 m a při $f = 1000$ MHz 18 dB/100 m. Souosý kabel VFKV 630 má při stejných kmitočtech útlum 11 a 27 dB/100 m.

Útlum a tedy ztráty, které vznikají na vedení, jímž rozvádíme TV signál, jsou jedním ze základních parametrů, na které musíme brát zřetel.

Přizpůsobení. Každé vedení slouží k přenosu energie od zdroje ke spotřebiči. Přenos bude bezeztrátový a optimální pouze tehdy, budou-li výstupní impedance zdroje a impedance spotřebiče stejné a budou-li se rovnat charakteristické impedanci vedení Z_0. V našem případě to znamená 75 Ω. Není-li tomu tak, část energie vyslané zdrojem se v místě nehomogenity odrazí a vrací se po vedení zpět. Interferencí mezi těmito dvěma signály vznikne na vedení stojaté vlnění elektromagnetické energie. Prakticky to znamená, že v různých místech vedení naměříme různá napětí.

Míru nepřizpůsobení charakterizujeme pomocí těchto veličin: na základě znalosti poměru napětí užitečného U_{hl} a odraženého U_{odr} určíme

$$\text{činitel odrazu } \varrho = \frac{U_{odr}}{U_{hl}} \qquad (2.)$$

Podobně potlačení nebo též útlum odrazu je dán převrácenou hodnotou činitele odrazu

$$\frac{1}{\varrho} = \frac{U_{hl}}{U_{odr}};\ \text{v praxi}$$

$$\frac{1}{\varrho} = 20 \log \frac{U_{hl}}{U_{odr}} \qquad [\text{dB}]\ (3).$$

Při znalosti poměru maxima a minima amplitudy stojatého vlnění vzniklého na vedení, nebo též při znalosti impedance v místě nepřizpůsobení určíme:

činitel nebo též poměr stojatého vlnění (ČSV nebo PSV)

$$\sigma = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{Z_0}{Z_g} \qquad (4).$$

Mezi těmito základními výrazy pro určení nepřizpůsobení platí vztah a sice:

činitele stojatých vln (ČSV) δ lze stanovit z činitele odrazu ϱ

$$\sigma = \frac{1 + \varrho}{1 - \varrho} \qquad (5).$$

Podobně činitel odrazu ϱ z ČSV

$$\varrho = \frac{\sigma - 1}{\sigma + 1} \qquad (6).$$

Činitel zkrácení. Je-li mezi vodiči vf vedení jiný izolační materiál než vzduch, není v tomto případě rychlost šíření elektromagnetického vlnění rovna rychlosti šíření světla, avšak je menší podle vlastností použitého izolantu. Následkem toho je vlnová délka signálu, který přenáší vf vedení, vždy kratší, než ve volném prostředí. Tento jev charakterizuje činitel zkrácení, který určuje, o kolik je elektrická délka (délka vlny na vf vedení) menší než délka vlny ve volném prostředí. Tento činitel závisí pouze na vlastnostech použitého izolačního materiálu a je udáván výrobcem

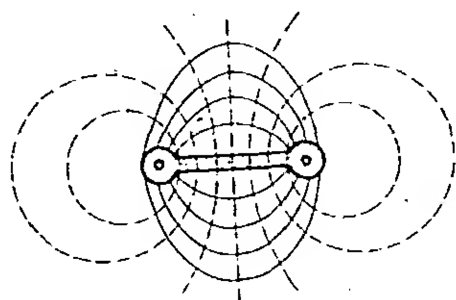
u pěněného polyetylenového dielektrika je 0,81,

u pevného polyetylenového dielektrika je 0,66.

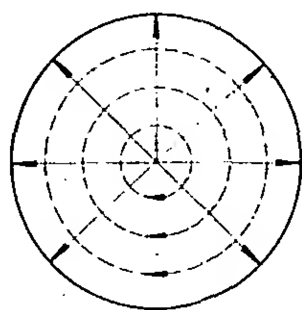
Délka vedení, odpovídající elektrické délce jedné vlny

$$\lambda = \frac{300 \times 10^6}{f} \times 0{,}81;\ \text{popř.} \times 0{,}66\ [\text{m}] (7)$$

Těsnost vf vedení a volba použití. U vf vedení požadujeme, aby přenášelo elektromagnetickou energii s pokud možno minimálními ztrátami a aby energii samo nepřijímalo ani nevyzařovalo. Rozložení elektromagnetického pole v okolí souměrného dvojvodičového vedení a souosého nesouměrného vedení je na obr. 6 a 7.



Obr. 6. Rozložení elektrického (—) a magnetického (---) pole u souměrného vf vedení



Obr. 7. Rozložení elektrického (—) a magnetického (---) pole u souosého (nesouměrného) vf vedení

Vidíme, že u souměrného dvojvodiče (především v páskovém provedení) probíhá elektromagnetické pole nejen v izolačním obalu, ale též v jeho okolí. To znamená, umístíme-li do okolí dvojvodiče nějaký předmět, ovlivníme základní vlastnosti tohoto vedení. Navíc dvojvodič v páskovém provedení vyhoví pouze pro rozvod signálů I. a III. TV pásma. Při vyšších kmitočtech se jeho útlum rychle zvětšuje. Základní podmínkou pro jeho montáž je, že musí být vzdálen od okolních předmětů, zvláště kovových, alespoň o desetinásobek vzdálenosti obou vodičů. Působením povětrnosti a slunečním zářením se jeho vlastnosti značně zhoršují.

Výhodnější je dvojvodič s pěněným dielektrikem podle obr. 3c, neboť málo podléhá vlivům počasí (ovšem za předpokladu, že ochranný vnější obal je neporušený) a je lepší i po stránce vf těsnosti.

U souosého vedení je elektromagnetické pole pouze mezi vnitřním vodičem a vnějším stínicím opletením, proto odpadá zcela vliv okolního prostředí. Je ho proto možné montovat přímo na nebo pod omítku nebo do ocelových trubek. Je pouze nutno dbát jednak na povolený poloměr ohybu, jednak na zatížení tahem, aby se neporušila souosost vedení.

Určitým nedostatkem těchto kabelů je elektrická těsnost: vnější stínicí plášť se totiž vyrábí ve formě opletení z měděných drátků, což má za následek určitou netěsnost, takže vf energie může při silném vnějším elektromagnetickém poli prosakovat do vedení a podobně může vf energie též vyzařována.

Další nedostatek vyplývá též z konstrukčního provedení: vodiče, z nichž se skládá stínicí plášť, oxidují a tím ztrácejí vzájemné vodivé spojení. Vlastnosti takového kabelu se neúměrně zhoršují. K tomu dochází zvláště při venkovním použití vlivem povětrnosti a slunečního záření. Z toho důvodu je nutno jako venkovní svod používat buď kabel se zvláštním povrchovým (polyetylenovým) ochranným pláštěm, nebo raději kabel, u něhož je stínicí plášť tvořen svařovaným měděným plechem. Jeho vlastnosti jsou dokonale stálé. Nevýhodná je však jeho značná tuhost a velký přípustný poloměr ohybu, což ztěžuje práci při instalaci.

Určení úrovně pomocí decibelů

Decibel (označení dB) je jedna desetina belu (B), přičemž se jedná o jednotku útlumu nebo zesílení a to výkonového. Můžeme jí určit útlum nebo zisk, který vznikne v určité stavební jednotce (v našem případě anténního zařízení). Tuto stavební jednotku (ať se již jedná o určitou délku kabelu nebo zesilovač) si můžeme představit jako krabičku se dvěma vstupními a dvěma výstupními svorkami. Měřením můžeme zjistit výkon, který do této stavební jednotky přivádíme (P_{vst}) a který na výstupu získáváme ($P_{výst}$). Zisk nebo ztráty (a) jsou potom dány poměrem

$$a = \frac{P_{vst}}{P_{výst}} \qquad (8).$$

Vzhledem k tomu, že decibel je logaritmická jednotka, bude

$$a = \log \frac{P_{vst}}{P_{výst}} \text{ v belech [B]},$$

$$a = 10 \log \frac{P_{vst}}{P_{výst}} \quad \text{[dB]} \qquad (9).$$

V anténní technice však většinou nepracujeme s výkony, ale s napětími. Všechny stavební jednotky však *musí mít na vstupu* i výstupu impedanci Z_0 = 75 Ω nebo 300 Ω. Můžeme proto poměr výkonů nahradit poměrem kvadrátů napětí. Bude potom

$$a\,[\text{dB}] = 10 \log \left(\frac{U_{vst}}{U_{výst}}\right)^2 =$$

$$= 20 \log \frac{U_{vst}}{U_{výst}} \qquad (10).$$

Pro počítání s [dB] můžeme použít buď logaritmické tabulky, kalkulačku nebo nomogram (obr. 8 a).

Tento na první pohled složitý přepočet umožňuje podstatně zjednodušit výpočty úrovní u anténních zařízení. Zisk nebo útlum jednotlivých dílů se totiž udává v [dB] a výsledný zisk nebo útlum a z něho vyplývající úrovně se potom vypočítají prostým sčítáním nebo odečítáním.

Úroveň můžeme totiž definovat jako poměr požadovaného výkonu k určité vztažné hodnotě výkonu. Jako vztažný byl určen výkon definovaný efektivní velikostí napětí 1 μV na odporu 75 Ω. Napěťové úrovně proto vztahujeme k napětí 1 μV (na 75 Ω) a označujeme je [dBμV]. Napětí 1 μV potom odpovídá úrovni 0 dBμV, napětí 10 μV úrovni 20 dBμV atd. Přehledně je převod napětí na velikost úrovně v [dBμV] uveden na obr. 8a.

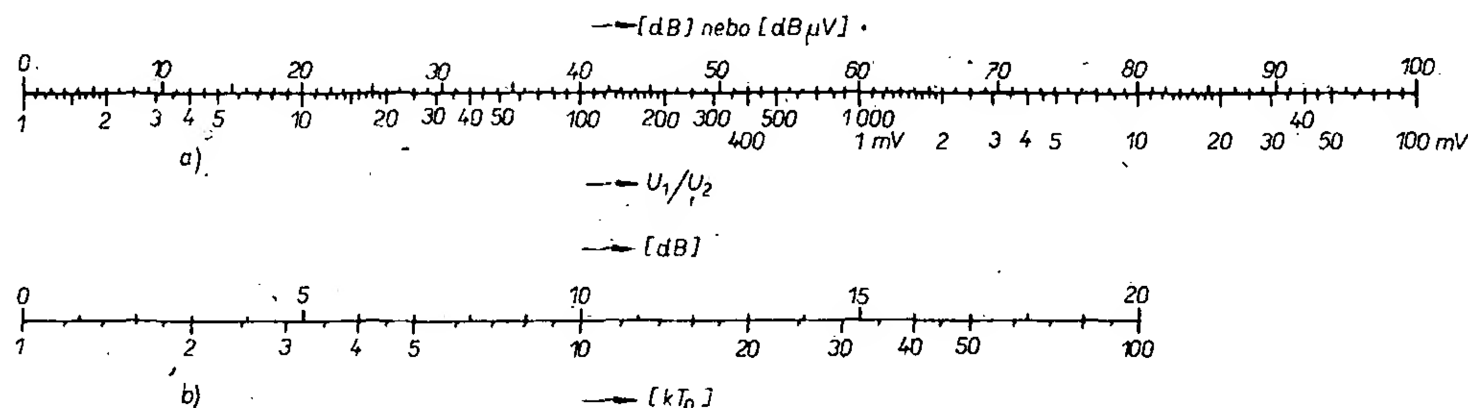
Budeme-li kombinovat nesymetrické (souosé) provedení anténního zařízení se symetrickým, nesmíme zapomenout, že se charakteristická impedance mění ze 75 Ω na 300 Ω. Pro zachování stejné výkonové úrovně se proto musí zvětšit napěťová úroveň 2×, tj. o 6 dB.

Rušivé vlivy na jakost obrazu

Činitelé, kteří ovlivňují jakost obrazu, jsou jednak vnější, jednak vnitřní. Mezi vnější patří především zdroje rušivých signálů (špatně odrušené elektrické spotřebiče) a rušení cizími vysílači a odrazy. Rušivé jevy v rozvodu mohou vznikat jednak při nedokonalém provedení, jednak při přebuzení použitých zesilovačů. Speciálním druhem rušení je šum. Pro získání jakostního obrazu je výhodnější, je-li v místě příjmu slabší signál než signál silný a zkreslený. Při určení jakosti přijímaného signálu je hlavním kritériem poměr mezi úrovní užitečného signálu a rušením.

Rušení cizími zdroji. Jediným způsobem jak omezit rušení cizími zdroji je použít dokonalé směrové antény se stíněným svodem. Vlivem směrového účinku antény se totiž omezí vliv signálů, které přicházejí z jiného směru, a užitečný získáme naopak v dostatečné síle. Mimo to je vhodné umístit anténu tak, aby byla co nejvíce vzdálena od rušivého pole elektrických spotřebičů (co nejvýše). V tom případě je však nutné použít jako svod souosý kabel a navíc instalovat zařízení tak dokonale, aby do něho nemohly pronikat rušivé signály.

Odrazy mohou vznikat dvěma způsoby. Buď odrazem elektromagnetických vln od překážek nebo vlivem špatného přizpůsobení v rozvodu. V každém případě značně zhoršují obraz, což se projeví jako vícenásobný



Obr. 8. Nomogram k určení vztahu dB k poměru napětí U_1/U_2 nebo úrovně napětí v dBμV k napětí ve V (a); monogram k převodu šumového čísla v kT_0 na dB

posunutý obraz (duch). Získat jakostní signál má prvořadou důležitost, chceme-li mít dobrý TV obraz. Nejobtížnější podmínky pro získání jakostního obrazu z hlediska vzniků vícenásobného obrazu vznikají právě v blízkosti vysílače vlivem odrazů od nerovností terénu, ale též od velkých budov, komínů, kovových konstrukcí apod. Částečně lze tyto nežádoucí příjmy potlačit použitím dokonalé směrové antény, přičemž je nutno pečlivě volit i její polohu a umístění.

Druhým zdrojem vícenásobných obrazů je nedokonalost provedení rozvodu. Jak již bylo řečeno, rozvádějí se TV signály vedením o charakteristické impedanci 75 Ω. Musí ji mít proto všechny připojené díly. Není-li v některém místě rozvodu tento požadavek splněn, vznikají tam odrazy. Může to být jak připojením nevhodného dílu, tak poškozením kabelu nebo nedostatečnou péčí při montáži. Odražená energie potom přichází do přijímače zpožděna. Doba zpoždění závisí na délce vedení, kterou musí odražený signál proběhnout. To je důležité, protože signály zpožděné o méně než 0,1 μs se na TV obrazovce projeví jen omezeně. Prakticky to znamená, že se neprojeví odrazy, vzniklé při použití kabelu s plným dielektrikem ve vzdálenosti do 20 m a při použití kabelu s pěněným dielektrikem do 25 m.

Při odrazech ve větších vzdálenostech je žádoucí, aby byl odražený signál potlačen přibližně o 20 dB. Podle tab. 1 vidíme, že to znamená přizpůsobení ČSV = 1,22, kterého lze v některých případech dosáhnout jen obtížně. Z toho důvodu se používají v rozvodu zařízení se směrovými účinky, která zamezují přístupu do TV přijímače signálu, který se šíří po vedení opačným směrem.

Tab. 1. Srovnávací tabulka veličin, podle kterých se určuje přizpůsobení jednotlivých částí vf vedení

Činitel odrazu	Poměr stojatého vlnění	Útlum odrazu [dB]
0,005	1,01	46
0,01	1,02	40
0,02	1,041	34
0,03	1,062	30,5
0,04	1,083	28
0,05	1,105	26
0,06	1,128	24,4
0,07	1,151	23,1
0,08	1,174	21,9
0,09	1,198	20,9
0,1	1,222	20
0,15	1,353	16,5
0,2	1,5	14
0,25	1,667	12
0,3	1,857	10,8
0,35	2,077	9,1
0,4	2,333	8
0,45	2,636	6,9
0,5	3,0	6
0,6	4	4,4
0,7	5,667	3,1
0,8	9	1,9
0,9	19	0,9

Navíc je nutno zhotovit zásuvky pro připojení TV nebo rozhlasových přijímačů tak, aby změny impedance přístroje, který připojíme (právě tak jako tehdy, není-li do zásuvky připojen žádný přijímač) neměly vliv na ostatní rozvod a aby v tomto místě nemohly vzniknout odrazy. V doporučeném provedení rozvodu podle obr. 1 jsou přívody k účastníkům vedeny vždy buď z odbočovače nebo rozbočovače, které musí bezpečně oddělit přijímač od rozvodu.

Šum. Projevuje se na televizní obrazovce jako zrnění nebo sněžení. Je hlavním činitelem, který omezuje příjem slabých signálů. Skládá se ze šumu, který vzniká vnějšími vlivy a impedancí antény, a ze šumu aktivních prvků rozvodu a přijímače. Pro jakost obrazu je opět důležitý poměr mezi úrovní užitečného signálu a šumu.

Tab. 2. Nutná úroveň signálu s ohledem na šum

Přijímaný kanál	K9	K32
Úroveň šumu z antény	2 dBμV	2 dBμV
Šum. číslo přijímače	8 dB	15 dB
Požadovaný odstup s/š	40, popř. 30 dB	40, popř. 30 dB
Nutná úroveň pro dokonalý obraz	50 dBμV, 320 μV	57 dBμV, 700 μV
Nutná úroveň pro ještě přijatelný obraz	40 dBμV, 100 μV	47 dBμV, 220 μV

Pro kmitočtová pásma, která se používají pro přenos TV signálu, se vnější zdroje šumu neuplatní. Jako zdroj šumu působí pouze činný odpor antény. Z tohoto předpokladu můžeme určit úroveň šumu, kterou způsobí anténa.

Tepelný šum odporu je úměrný šumové elektromotorické síle ($E_š$) s ideálním bezšumovým odporem v sérii:

$$E_š = \sqrt{4kT_0 fR} \qquad (11).$$

kde k je $1,38 \cdot 10^{-23}$ [Ws/°K],
T_0 teplota [°K] (20 °C = 293 °K),
Δf ekvivalentní šumová šířka pásma pro naši normu = 5,75 MHz,
R = 75 Ω.

Po dosazení obdržíme, že $E_š$ = 2,64 μV. Pro přizpůsobený systém, kdy impedance zátěže se musí rovnat impedanci zdroje, bude šumové napětí na vstupu $U_š = \frac{E_š}{2}$ = 1,32 μV, tj. tj. asi 2 dBμV.

Toto šumové napětí na vstupu není možno nijak ovlivnit a je nutno s ním počítat. Navíc však přispívá k velikosti výsledného šumového napětí každý zesilovač, který je též sám zdrojem šumu. Šumové vlastnosti zesilovače určuje šumové číslo F. Můžeme ho definovat jako poměr poměrů signálu k šumu na vstupu a výstupu zesilovače.

$$F = \frac{(s/š)\ vst}{(s/š)\ výst} \qquad (12).$$

Jinak lze šumové číslo určit pomocí šumové energie, udávané ve W/Hz. Ideální zesilovač, který nepřidává žádný šum, má šumovou energii 1 kT_0, což odpovídá výkonu 4.10^{-21} W/Hz. Vidíme, že právě tak podle výrazu (12) je šumové číslo ideálního zesilovače $F = 1$.

V praxi se nejčastěji udává šumové číslo v F[dB]. V tom případě

$$F[\text{dB}] = 10 \log F[kT_0].$$

Zařadíme-li n zesilovačů do kaskády, platí výsledné šumové číslo

$$F_n = F_1 + \frac{F_2 - 1}{a_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{a_{P1} + a_{P2}} + \ldots$$

$$\ldots + \frac{F_n - 1}{a_{P1} + \ldots a_{P(n-1)}} \qquad (13).$$

kde a_{P1} až a_{Pn} je výkonový zisk prvního až $n$tého stupně.

Je-li zisk prvního stupně dostatečně velký, neuplatní se již šum dalších zesilovačů. Nesmíme však zapomínat, že pokud mezi jednotlivými zesilovači bude kabel, musíme zisk předcházejícího zesilovače zmenšit o útlum kabelu použité délky.

U běžně používaných TV přijímačů musíme počítat na rozsahu VHF, tj. v I. až III. pásmu s šumovým číslem F = 8 dB, v rozsahu UHF, tj. ve IV. a V. pásmu 15 dB nebo více. U vf anténního zesilovače je možno při použití kvalitních tranzistorů dosáhnout šumového čísla na kmitočtech IV. a V. TV pásma asi F = 6 dB.

Pro dosažení jakostního obrazu je, jak již jsme uvedli, důležitý odstup úrovně šumu od signálu. Šum se na obraze projevuje při úrovni signálu větší o 40 dB (tj. 100× větší), než je úroveň šumu. Při odstupu 30 dB je již značně patrný.

Na základě těchto poznatků již můžeme určit nutný signál z antény. Uvažujeme nejprve nejjednodušší případ, kdy příslušnou anténou napájíme přímo televizní přijímač pomocí krátkého svodu, jehož útlum nemusíme uvažovat. Potřebná kalkulace je v tab. 2. Jsou uvažována šumová čísla běžně dosahovaná u TV přijímačů v rozsahu I. až III. a IV. až V. pásma a odstup s/š pro dokonalý a ještě přijatelný obraz.

Norma ČSN 34 2830 udává jako min. signál zaručovaný na výstupu účastnické zásuvky o Z_0 = 75 Ω pro I. až III. TV pásmo 58 dBμV a pro IV. a V. pásmo 60 dBμV.

Pokud musíme použít dlouhý svod, je nutno podle jeho délky a použitého typu kabelu přičíst k úrovním v tab. 2 ještě velikosti útlumu pro příslušný kabel a kmitočet. Nutná úroveň signálu bude proto větší.

Nárok na úroveň signálu zmenšíme použitím anténního předzesilovače, který má menší šumové číslo než TV přijímač a tak velké zesílení, aby po odečtení úbytků v kabelu byl výsledný zisk tak velký, aby se šum TV přijímače neuplatnil.

Podobná úvaha platí i pro rozhlasové přijímače VKV-FM. Nároky na velikost vstupního signálu jsou však podstatně menší. Je to způsobeno podstatně menší šířkou pásma rozhlasových přijímačů. Podle uvedené normy je nutno, aby signál na zásuvce byl pro modulaci mono 40 dBμV a pro stereo 50 dBμV.

Rušení způsobená přebuzením vznikají tehdy, přivedeme-li na vstup zesilovačů používaných v rozvodu příliš velký signál. V tom případě budou přebuzeny, čímž vzniknou nežádoucí produkty a to buď intermodulací mezi nosnými signály obrazu, zvuku a popř. barvy u jednoho přijímaného programu, nebo křížovou modulací mezi signály různých vysílačů.

Intermodulace jednotlivých nosných signálů má za následek vznik dalších signálů, tak zvaných intermodulačních produktů. Ty, které budou v oblasti přenosových kanálů vlastního nebo jiných přijímaných TV programů, budou působit stejně jako jiné vnější zdroje signálu, tj. způsobí interferenci s nosnou obrazu a jejími postranními pásmy moiré (tj. černobílé nebo barevné pruhy přes celou obrazovku).

Křížová modulace se může na rozdíl od intermodulace projevit pouze při přenosu několika TV signálů. Výsledkem je přenos modulace silného signálu na slabší, pokud jsou všechny současně zesilovány širokopásmovým zesilovačem. K tomuto jevu může dojít zejména tehdy, chceme-li v místě, kde je silné pole místního vysílače, přijímat slabé signály vzdálených vysílačů. V takovém případě se musíme postarat vhodnou volbou

a natočením antény (nebo selektivním odlaďovačem) o zeslabení signálu místního vysílače. Používáme-li při napájení většího počtu přijímačů zesilovač, je prvním předpokladem jeho správného využití nutnost vyrovnat všechny *přijímané signály na stejnou úroveň*. Přitom samozřejmě nesmí výstupní úroveň zesilovače překročit maximum, stanovené pro zvolený typ.

Rušení způsobené dalšími přijímači se může vyskytnout pouze tam, kde je možno pomocí rozvodu současně provozovat více přijímačů, ať již rozhlasových, nebo televizních. V tom případě může signál místního oscilátoru a jeho harmonické kmitočty (a to jak přijímačů TV, tak rozhlasových VKV-FM) „padnout" do pásem dalších přijímaných TV programů a v nich způsobit zázněje. Z toho důvodu musí být jednotlivá přípojná místa pro přijímače vzájemně oddělena. Při rozvodu podle obr. 1 to znamená, že buď musí být odbočovací a rozbočovací útlum tak velký, aby tento požadavek zaručil, nebo musí mít směrové vlastnosti.

Rozvod s velkým útlumem je nevhodný s ohledem na nutnost vstupního signálu velké úrovně. Lepší je proto provedení, při němž používáme členy se směrovými účinky. V tomto případě je dopředný útlum, tj. útlum *rozváděného signálu poměrně malý*, zatímco zpětný útlum, tj. útlum signálu, které produkuje přijímač při cestě zpět do rozvodu, je mnohokrát větší.

Vlastnosti, způsob použití a realizace jednotlivých dílů

Na základě získaných vlastních představ o názvosloví a funkci jednotlivých dílů, z nichž je možno sestavit malý domovní rozvod, můžeme nyní přistoupit k bližšímu popisu vlastností, způsobu řešení a konstrukčního provedení jednotlivých stavebních jednotek a celků. Přitom se budeme snažit maximální měrou o to, abychom využili výrobků, které jsou dosažitelné na našem trhu.

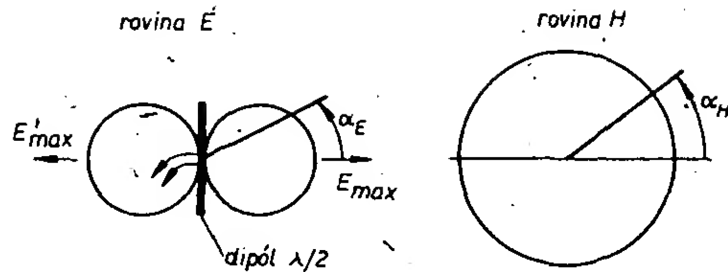
Antény

Anténní systém je jedním z nejdůležitějších pasivních prvků televizního rozvodu. Zásadním způsobem ovlivňuje jak amplitudu, tak kvalitu přijímaného signálu – proto mu věnujeme značnou pozornost. Je však nutno předeslat, že tato část není koncipována jako návod na stavbu TV antény. Na toto téma vyšlo již dosti publikací (např. publikace ing. M. Českého). Navíc náš trh je anténami relativně dobře zásoben. Prodávané antény byly laboratorně kontrolovány a třebaže všechny připomínky nebyly realizovány, jejich elektrická úroveň je uspokojivá. Amatér nemá většinou možnost nastavit antény lépe. Účelem následujících odstavců je seznámit čtenáře s elektrickou problematikou antén, naučit se jim rozumět a umožnit mu reálně je posoudit a vybrat si vhodný typ. Bude-li zisk prodávaných antén pro zamýšlený účel malý, je možno v krajním případě uvažovat o jeho zvětšení sestavením několika antén, jež jsou k dispozici, ve složenou anténní řadu. Tuto eventualitu následující odstavce berou v úvahu.

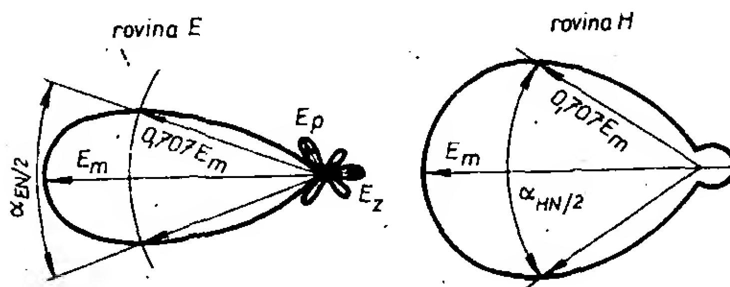
Než však přistoupíme k vlastním anténám, probereme alespoň stručně jejich jednotlivé parametry, popř. pojmy, které se vyskytují v anténní technice.

Polarizace určuje orientaci elektrického vektoru elektromagnetického pole, které anténa přijímá, popř. vyzařuje. Prakticky to znamená, že anténa přijímá ty složky pole, které mají shodnou orientaci s vyzařujícími částmi antény (např.: dipól, direktor, reflektor příp. jiné zářiče).

Televize používá převážně horizontální polarizaci, v menší míře polarizaci vertikální. Polarizace elektrických vektorů se obvykle nemění ani při šíření na větší vzdálenosti, případně i mimo oblast přímé viditelnosti. Výjimečně může k určitým změnám dojít vlivem odrazů nebo sekundárního vyzařování vodivých či polovodivých překážek. Téměř vždy je však optimální orientace přijímací antény shodná s orientací vysílací antény.



Obr. 9. Vyzařovací diagram půlvlnného dipólu



Obr. 10. Vyzařovací diagram směrové antény

Vyzařovací diagram definuje závislost výstupního napětí antény na směru, z něhož je signál přijímán (vysílán). Vyzařovací diagram se obvykle měří ve dvou rovinách. Jednak v rovině zářičů antény, tj. v tzv. rovině E (rovina elektrického vektoru), jednak v rovině H, tj. kolmo na rovinu zářičů (rovina magnetického vektoru elektromagnetického pole).

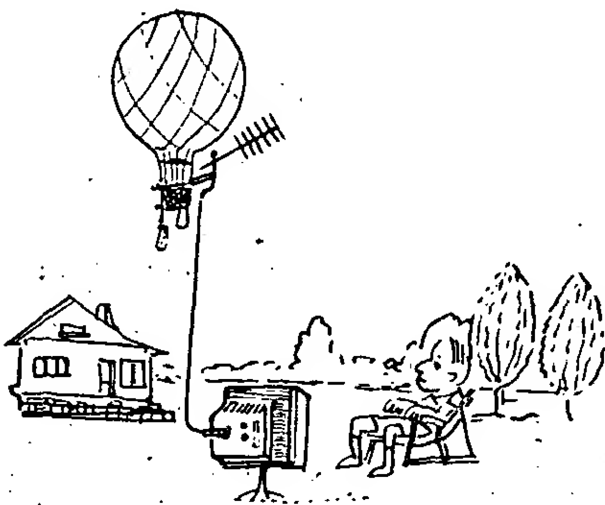
Vyzařovací diagram dipólu je na obr. 9. Je zřejmé, že dipól má v rovině zářiče (rovina E) – v praxi tedy horizontálně orientovaný – osmičkový vyzařovací diagram s maximem kolmo na zářič, minimem ve směru zářiče. Diagram je měřen v závislosti na úhlu α_E.

V rovině H (vertikální dipól) je příjem v závislosti na α_H konstantní, diagram je kruhový.

V praxi se tato anténa považuje za normál zisku. Zisk ostatních antén udává, o kolik decibelů je jejich zisk větší než zisk dipólu.

Vyzařovací diagram typické směrovky (obr. 10) má jeden hlavní paprsek (lalok), u něhož se udává jeho šířka $\alpha_{N/2}$ pro pokles signálu o 3 dB, tedy na 0,707 maxima E_m, a dále několik postranních paprsků, z nichž největší je označen jako E_p a zadní E_z.

U diagramů v obr. 10 je výrazný rozdíl mezi rovinami H a E. Je to typické pro antény se ziskem menším než 8 dB. V rovině E se totiž uplatňuje osmičkový vyzařovací diagram jednotlivých zářičů (dipólů, reflektorů, direktorů), který výrazně zlepšuje směrové vlastnosti celé antény. Tato skutečnost je důležitá pro praxi – s horizontální anténou lze lépe „potírat" nežádoucí odražené signály, způsobující „duchy".



Důležité parametry vyzařovacího diagramu jsou:

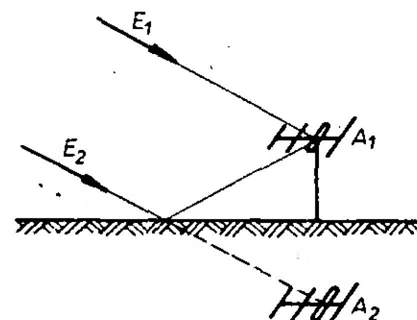
$\alpha_{EN/2}$, $\alpha_{HN/2}$, ... šířka hlavního paprsku pro roviny E a H, ČZZ ... činitel zpětného záření, což je poměr

$$ČZZ = \frac{E_m}{E_z}, \text{ popř. } ČZZ = 20 \log \frac{E_m}{E_z} \text{ [dB]} \qquad (13).$$

Někdy se vyhodnocuje též činitel postranního záření

$$ČPZ = \frac{E_m}{E_p} \qquad (14)$$

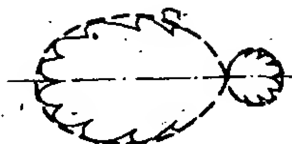
Vraťme se ještě jednou k obr. 9 a 10. Vyzařovací diagram antén je měřen za ideálních podmínek – ve volném prostoru. Ve skutečnosti jsou však antény umístěny nad polovodivou rovinu – zemí. Tato skutečnost se projeví ve tvaru skutečného verikálního vyzařovacího diagramu. Pro horizontální anténu tedy v rovině H, pro vertikální v rovině E. Situace je schématicky znázorněna v obr. 11. Na anténu (A_1) dopadají dva paprsky:



Obr. 11. Vliv země na příjem

přímý (E_1) a odražený od země (E_2). Odraz lze nahradit příjmem fiktivní antény (A_2). Tím vznikne dvouprvková anténní řada s nestejnými amplitudami a fázemi proudů, které záleží na vodivosti země a polarizaci antén. Skutečnou vodivost země na TV kmitočtech lze vyjádřit komplexním číslem, v žádném případě však země není dokonalý vodič, jak se někdy v idealizovaných případech udává.

Typický vertikální diagram je v obr. 12. Poloha a velikost minim je mimo vodivost země dána též výškou antény nad zemí. Obecně platí, že se zvětšující se výškou antény se zmenšuje úhel prvého maxima, příjem antény poblíže horizontu se zvětšuje.



Obr. 12. Vertikální diagram směrové antény nad zemí

Je-li tedy signál dodávaný anténou malý, je vhodné pokusit se zvětšením výšky dosáhnout zlepšení. Zmenšení výšky úhlu prvního maxima vyzařovacího diagramu vůči horizontu lze dále dosáhnout umístěním antény do roviny skloněné (přivrácené) směrem k vysílači. Tato skutečnost je obzvláště důležitá pro dálkový příjem. S anténami umístěnými na svahu přivráceném k vysílači se dosahuje překvapivých výsledků.

Zisk, v praxi tzv. provozní zisk je dán poměrem signálu (napětí nebo výkonu), přijímaného směrovou anténou, k signálu přijímanému půlvlnným normálovým dipólem. Přitom normálová anténa musí být dokonale impedančně přizpůsobena, obě antény nasměrovány na maximum příjmu, umístěny v homogenním elektromagnetickém poli. Posledně jmenovaná podmínka znamená, že elektromagnetické pole, v němž jsou obě antény umístěny, musí být prosto odražených signálů a to jak od přirozených a umělých odrazových objektů, tak i odrazů od země (popř. odrazy od země nesmí ovlivňovat měření). Zajistit všechny výše uvedené podmínky je možné pouze na profesionálním pracovišti. To je také důvod, proč některá měření zisku často dávají překvapivé, někdy „zázračné" výsledky.

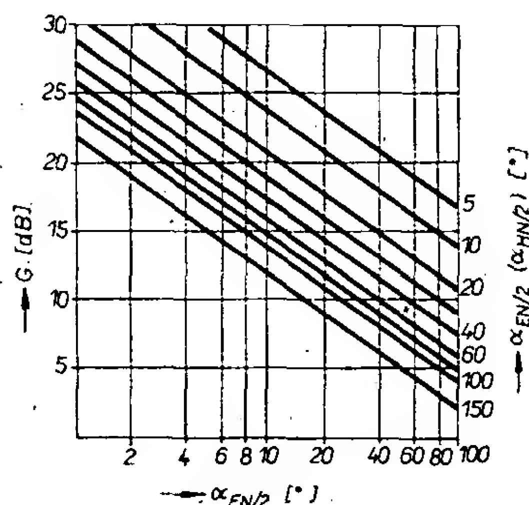
Zisk se obvykle vyjadřuje v [dB]. Jsou-li oba signály (tj. z normálového dipólu a měřené antény) vyjádřeny napěťově (E_d, E_m) pak je zisk dán

$$G = 20 \log \frac{E_m}{E_d} \quad \text{[dB]}$$

nebo výkonově

$$G = 10 \log \frac{N_m}{N_d} \quad \text{[dB]} \qquad (15).$$

Čím je zisk ovlivněn? Především je to směrovost vyzařovacího diagramu, v menší míře impedančním přizpůsobením, které předpokládáme relativně dokonalé (u TV antén ČSV ≦ 2,5). Zanedbatelný je vliv účinnosti. Pokud je úroveň postranních a zadních laloků malá, tj. ČZZ, ČPZ ≦ 15 dB je zisk antény dán prakticky pouze šířkou hlavního laloku v obou rovinách $\alpha_{EN/2}$, $\alpha_{HN/2}$. Přehledně je tato závislost zpracována graficky v obr. 13. Je to jeden z nejdůležitějších grafů používaných v anténní technice. Jeho rozšíření do amatérské praxe jistě poslouží likvidaci různých mýtů o nadziskových anténách. Je zpracován pro impedanční přizpůsobení ČSV = 1. Ve skutečnosti bude tedy zisk ještě o něco menší (asi o 0,5 dB).

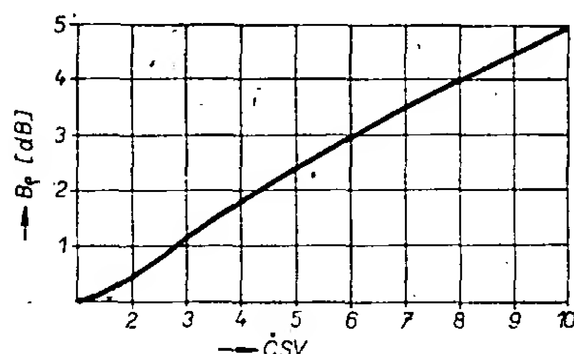


Obr. 13. Zisk antény v závislosti na šířce hlavního laloku

Impedanční přizpůsobení antény je pojem, s nímž se v anténní technice setkáváme velmi často. Obvykle jej definují dva parametry: jmenovitá impedance antény (Z_{an}) a poměr (činitel) stojatých vln (ČSV), který někdy nahrazuje činitel odrazu ϱ. Z_{an} by měla být *přibližně střední hodnota vstupní impedance* antény (Z_a). Vzhledem k tomu, že anténu upravujeme pro maximální přenos výkonu do vedení a z něho do přijímače, je nutno, aby jmenovitá impedance antény byla blízká charakteristickému odporu vedení (Z_0), tj. buď 75 Ω pro přenos souosým kabelem, nebo 300 Ω pro přenos dvojlinkou. Televizní přijímací antény mají vesměs Z_{an} = 300 Ω. Má to tu výhodu, že pro ně můžeme použít dvojlinku 300 Ω přímo, nebo kabel 75 Ω, vložíme-li mezi anténu a napáječ transformační symetrizační obvod např. podle obr. 51.

Jak je uvedeno v kapitole se všeobecnými pojmy, původní význam ČSV je poměr mezi maximem a minimem stojatých vln na vedením, popř. *ϱ je poměr mezi vlnou odraženou* a přímou. V našem případě je však vedení zakončeno vstupní impedancí přijímače, a ta určuje stojaté vlny na napáječi, ČSV nemá zde svůj původní význam, nýbrž je mírou odchylky Z_a od Z_{an}, tedy mírou impedančního nepřizpůsobení. Čím větší ČSV, tím větší odchylky Z_a od Z_{an}. Tak např. maximální reálný odpor antény $R_{a\,max} = Z_{an} \times$ ČSV, minimální $R_{a\,min} = Z_{an}$/ČSV.

Přímým důsledkem impedančního nepřizpůsobení jsou především přenosové ztráty (ztráty odrazem). V obr. 14 najdeme ztráty odrazem ($B\varrho$) jako funkci ČSV.



Obr. 14. Ztráty odrazem

Je ovšem nutno si uvědomit, že impedanční nepřizpůsobení způsobuje nejen anténa, ale také přijímač. Výsledné nepřizpůsobení může v nejnepříznivějším případě dosáhnout hodnot, daných součinem ČSV antény a přijímače. Skutečný výsledný ČSV pro ten který kmitočet je možné určit pouze tehdy, známe-li přesně impedance antény i přijímače.

Výstupní napětí antény (U_A) je přibližně dáno velikostí elektromagnetického pole E, obvykle vyjádřeného v [μV/m], provozním kmitočtem f v [MHz], ziskem antény G vyjádřeným napěťově a její impedancí ($Z_A = R_A$).

$$U_A = \frac{47{,}75\, E\, G}{f} \sqrt{\frac{R_A}{72}} \qquad (16).$$

Výraz platí při dokonalém impedančním přizpůsobení antény a zátěže, což je u TV přijímacích antén málokdy splněno. Případný výpočet má pak jen orientační charakter.

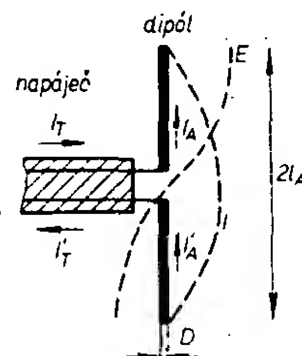
Připojení antény na *napáječ*, popř. volba typu napáječe jsou problémy, které nelze v žádném případě podceňovat. Veškeré TV přijímací antény, které jsou v ČSSR k dispozici, jsou symetrické. Takové antény nesmíme nikdy přímo spojovat se souosým, tedy nesymetrickým napáječem. Mezi symetrickou anténu a nesymetrický napáječ musíme vždy vložit symetrizační prvek, a to i tehdy, kdyby anténa měla Z_a = 75 Ω, což je Z_0 napáječe. Při přímém spojení symetrické antény a nesymetrického napáječe se spojí anténa a vnější povrch napáječe, který pak může pracovat jako přijímací anténa – ovšem s nevhodným vyzařovacím diagramem. Signál z vnějšího povrchu napáječe a ze skutečné antény se vektorově sečtou. Výsledkem může být deformace vyzařovacího diagramu, zmenšení zisku, ČZZ, zhoršení impedančního přizpůsobení.

O výhodách a nevýhodách dvojlinky a souosého kabelu jsme již pojednali dříve. Z hlediska anténní techniky lze říci pouze tolik, že v profesionální praxi se dvojlinka vůbec nepoužívá. Nelze totiž dosti dobře zajistit stálost jejich přenosových vlastností (vliv okolí, povětrnosti apod.). Též v našem případě by její použití mělo být spíše výjimkou.

V závěru této části je nutno se zmínit o *roztřídění antén*. Televizní přijímací antény lze pro běžnou praxi rozdělit na jednotlivé zářiče, jednoduché anténní řady jednoduché antény směrové) a složené anténní řady. Základem jsou jednotlivé zářiče. Z nich lze sestavit jednoduché anténní řady, z těch pak složené anténní řady. Co vlastně rozumíme pod pojmem anténní řada? Je to seskupení jednotlivých zářičů (jednoduché řady) či skupin zářičů (složené řady) vhodně vybuzených a nafázovaných tak, aby výsledkem bylo zvětšení zisku, nebo požadovaná úprava tvaru vyzařovacího diagramu.

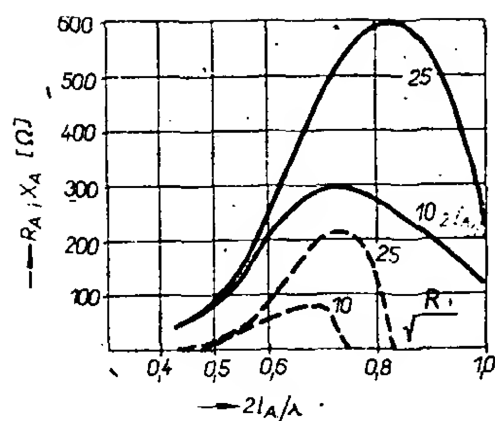
Jednotlivé zářiče

Až na naprosté výjimky je základem dnešních antén pro příjem televize *dipól*, popř. jeho modifikace. Základní tvar dipólu spolu se symetrickým napáječem je na obr. 15.



Obr. 15. Proudy na napáječi a anténě

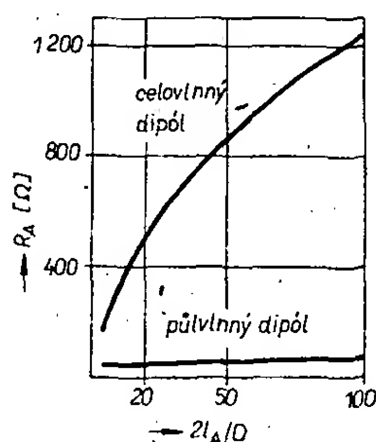
Linkové proudy I_T a I'_T tekoucí dvojlinkou jsou v ideálním stavu (dokonalá symetrie celé soustavy) stejně velké a pootočené fázově o 180°. Jejich vyzařování (příjem) se prakticky ruší, linka energii pouze transportuje. Při přechodu na anténu (v obr. 15 je to dipól) mění svou vzájemnou orientaci v prostoru, jsou shodně orientovány, stávají se proudy soufázovými, tj. anténními (I_A a I'_A) a vyzařují. Vstupní impedance dipólu je pak dána poměrem vektorů napětí a proudů v místě buzení. Jelikož anténa vyzařuje, má reálný odběr energie, v její vstupní impedanci se objeví reálná složka. Proudy a napětí vytvářejí na anténě především stojaté vlnění (viz obr. 16), u tlustých nebo dlouhých antén se objevují i složky s postupným vlněním.



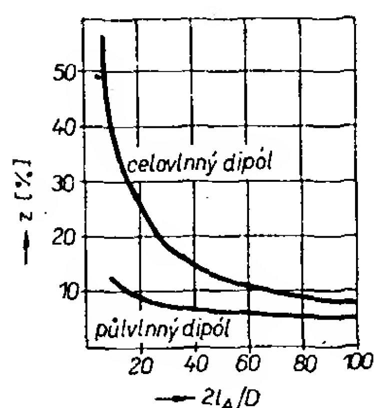
Obr. 16. Průběh impedance dipólu

$\left(\frac{2l_A}{D}\right.$ ---- křivky *25* a *10* $\left.\right)$

Typické průběhy vstupní impedance ($Z_A \doteq R_A \pm jX_A$) v závislosti na délce antény $2l_A$ pro různé tloušťky D jsou v obr. 16. Pro délky $2l_A \doteq \lambda/2$ (půlvlna) je vstupní impedance v sériové rezonanci, pro $2l_A \doteq \lambda$ v paralelní rezonaci (antirezonanci). Povšimněme si též typického vlivu tloušťky D válcového dipólu: s rostoucí tloušťkou se zmenšuje všeobecně jalová složka, obzvláště v okolí antirezonance a výrazně se zmenšuje reálná složka, opět především v antirezonanci. Konečně je to posuv obou rezonancí směrem ke kratším fyzikálním délkám l_A, anténa se zkracuje. Vliv tloušťky ($2l_A/D$) na reálný vstupní odpor půlvlnného a celovlnného dipólu je v obr. 17. Závislost zkrácení z (o kolik % je $2l_A$ kratší než $\lambda/2$) na tloušťce je v obr. 18. Ovlivnění R_A a Z tloušťkou je jednak výsledkem změny proudového obložení, jednak důsledkem různé kapacity konců antény.



Obr. 17. Vstupný reálný odpor dipólu



Obr. 18. Zkrácení dipólu

Obecně bývá běžný dipól provozován jako anténa se jmenovitou impedancí $Z_{AN} = 75\ \Omega$, tedy jako půlvlnný, spojený s napáječem obvodem podle obr. 15, nebo pro $Z_{AN} = 300\ \Omega$ jako celovlnný, napájený symetrickým vedením nebo se symetrizačním transformátorem podle obr. 51 a souosým napáječem 75 Ω.

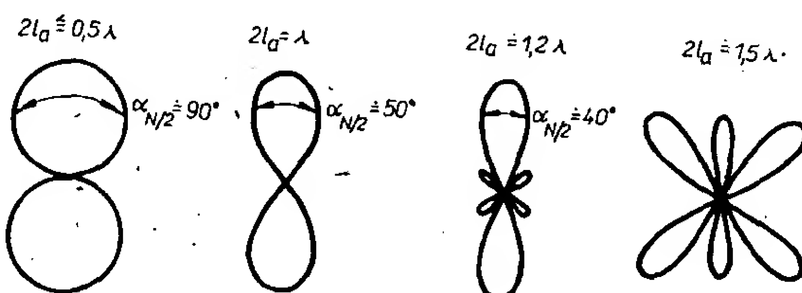
Vyzařovací diagram v rovině H (kolmo na zářič) je kruh, v rovině E (rovina zářiče) se diagram mění s délkou antény ($2l_A$). Tato závislost je v obr. 19 spolu s údaji o šířce hlavního paprsku ($\alpha_{EN/2}$). Je vidět, že použitelné délky jsou $2l_A \doteq 0{,}5\ \lambda$ až $1{,}2\ \lambda$. Maximální zisk je pro $2l_A \doteq 1{,}2\lambda$, pak se začne diagram štěpit natolik, že je pro naše účely nepoužitelný. Pro délky kratší než $2l_A \leqq 0{,}5\lambda$ se vyzařovací diagram sice příliš nemění, použitelnost takových antén je však omezená vzhledem k malému vstupnímu reálnému odporu. S použitím dosti náročných přizpůsobovacích obvodů se tyto „zkrácené antény" používají jako pokojové, příp. pro speciální komunikační účely. Jako televizní přijímací anténa se používá normální dipól především ve formě celovlnné, přičemž vstupní impedance je upravena tloušťkou na jmenovitou velikost $Z_{AN} = 300\ \Omega$ (obr. 17). Termín „tloušťka" v anténní technice neznamená nutně pouze tlustou trubku (jak je to naznačeno v obr. 20a), používají se nejrůznější modifikace ve formě rovinného útvaru z plechu či sítě (např. obr. 20b, c) nebo z tyčí (obr. 20d, e, f), případně impedančně obzvláště výhodný útvar kónický (obr. 20g). V případě, že celovlnný dipól je používán v užším kmitočtovém pásmu, lze ho s výhodou (u tyčových či páskových útvarů) galvanicky uzemnit v uzlu napětí (viz obr. 20a) na reflektor. Uzemnění má pak formu mechanické opěrky.

Běžný dipól (obr. 15) v půlvlnném provedení se jako TV přijímací anténa používá velmi zřídka. Nejčastěji jej nahrazuje tzv. *skládaný dipól.* Různé varianty této velmi oblíbené antény najdeme na obr. 21. Používá se především jako buzený zářič směrových antén (např. Yagiho antén). Zajímavostí antény je skutečnost, že na ní existují současně proudy anténní (soufázové) I_{A1}, I_{A2} (obr. 21a) a linkové (I_{L1}, I_{L2}); I_{A1} jsou buzeny napáječem, I_{A2} vznikají vzájemnou vazbou s I_{A1}. Přítomnost I_{L1}, I_{L2} je výsledkem prosté skutečnosti, že obě poloviny antény jsou vlastně dvě na konci zkratované dvoulinky, uprostřed spojené do série. Jelikož anténa je provozována výlučně jako půlvlnná (přibližně), je délka obou těchto dvojlinek asi $2 \times \lambda/4$. jejich vstupní impedance pro linkové proudy je velmi velká a vůči vlastní anténní impedanci se příliš neuplatňuje. Z výkladu je zároveň zřejmé, proč anténu nelze používat jako celovlnnou – linková impedance by zkratovala impedanci anténní.

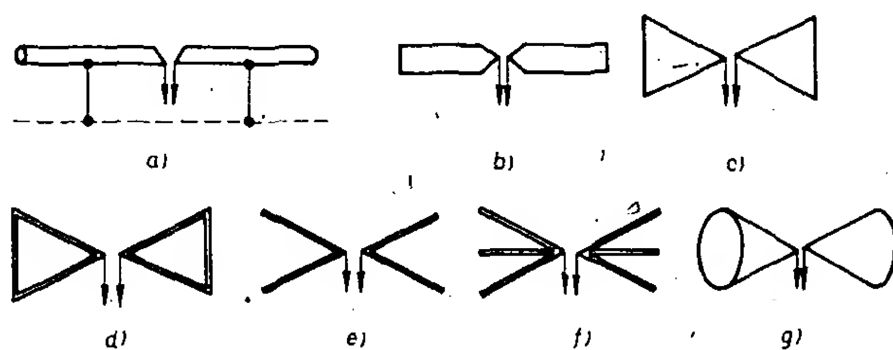
Velmi zajímavé jsou impedanční vlastnosti. V provedení podle obr. 21a má anténa jmenovitou impedanci $Z_{AN} \doteq 280\ \Omega$, hodí se tedy výborně pro napáječ 300 Ω.

Měníme-li poměr průměrů d_1 a d_2, popř. rozteč D (viz obr. 21b, c), mění se Z_{AN}. Podrobně nás o tom informuje nomogram v obr. 22. Je zřejmé, že vstupní impedanci lze tímto způsobem rozsáhle transformovat (Z_{DN} je impedance běžného dipólu, Z_{DS} je impedance skládaného dipólu). Dobře realizovat lze antény s $Z_{AN} = 150$ až $1000\ \Omega$. Je-li $d_1/d_2 < 1$, je $Z_{AN} > 280\ \Omega$, pro $d_1/d_2 > 1$ je $Z_{AN} < 280\ \Omega$. Možnost měnit vstupní impedanci antén se výhodně používá u skládaného dipólu, který pracuje jako buzený prvek anténní řady. U něj se totiž vlivem vazby na ostatní zářiče zmenšuje reálný vstupní odpor, což lze tímto způsobem vyrovnat.

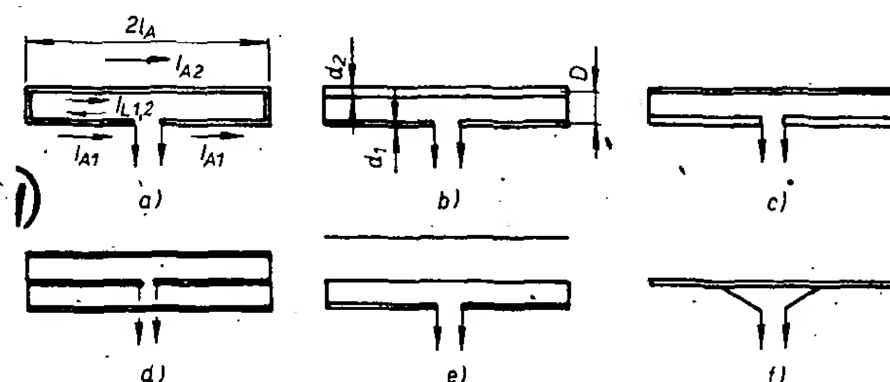
Pro větší transformační poměry Z_{DS}/Z_{DN} je výhodnější trojnásobný skládaný dipól v obr. 21d, který v základním provedení transformuje impedanci běžného dipólu (asi 70 Ω) 9×, tedy $Z_{AN} = 630\ \Omega$.



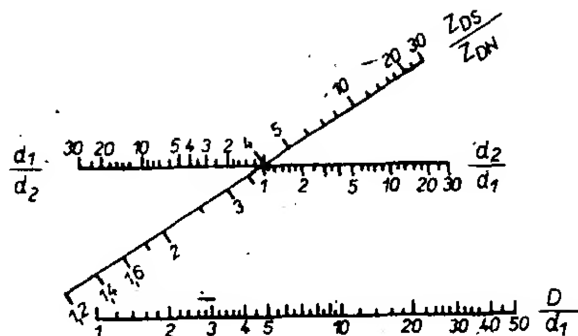
Obr. 19. Vyzařovací diagram dipólu pro různé délky (v rovině E)



Obr. 20. „Tlusté" dipóly



Obr. 21. Skládané dipóly a jejich varianty; pro e) je délka ≐ 0,45 λ, D ≦ 0,1 λ



Obr. 22. Vstupní reálný odpor skládaného dipólu

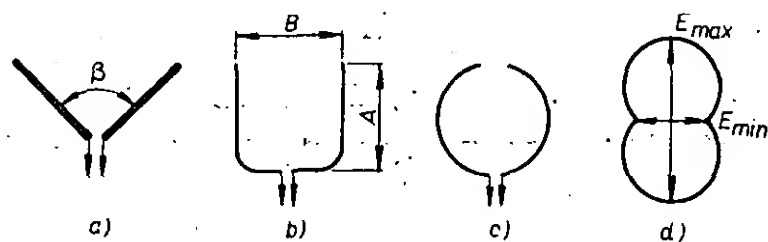
V posledních letech zdomácněl jako buzený prvek Yagiho antén zářič podle obr. 21e. Je to skládaný dipól, v jehož bezprostřední blízkosti je umístěn pasívní dipól, tzv. *kompenzační direktor*. Při rozměrech naznačených v obr. 21e se nejen zvětšuje vstupní reálný odpor, ale i výhodně upravuje průběh vstupní impedance, takže se výrazně zlepší impedanční širokopásmovost antény. Vyzařovací vlastnosti kompenzační direktor prakticky neovlivňuje, neboť vzdálenost od vlastního skládaného dipólu je malá. Lze říci, že anténa ja variantou třítyčového skládaného dipólu.

Pro přehled je ještě možné zmínit se o tzv. bočníkovém dipólu (obr. 21f). Jde vlastně o úpravu dipólu na obr. 21b, u něhož byla zmenšena linková reaktance. Její vliv je u tohoto dipólu značný a výrazně se projevuje ve vstupní impedanci antény, indukční složku je někdy nutno eliminovat zařazením patřičného kondenzátoru.

Fyzická délka skládaného dipólu je menší, než u prostého dipólu. Zhruba lze říci, že zkrácení je asi dvojnásobné, než pro dipól na obr. 18.

Mechanicky je skládaný dipól výhodný mimo jiné též skutečností, že jej lze uprostřed uzemnit, tj. galvanicky spojit s ráhnem.

Až doposud jsme mluvili o tzv. dipólech přímých. Existuje však celá řada *ohnutých dipólů* (obr. 23a, b, c). Význam úpravy tkví ve vytváření všesměrového vyzařovacího diagramu. Vyjdeme-li z přímého dipólu a zmenšujeme-li úhel *β*, vyplňují se minima osmičkového vyzařovacího diagramu, zmenšuje se poměr E_{max}/E_{min} z obr. 23d. Platí, že E_{max}/E_{min} je tím menší (blíží se jedničce), čím menší je *β*, popř. *B/A*.



Obr. 23. „Ohnuté" dipóly

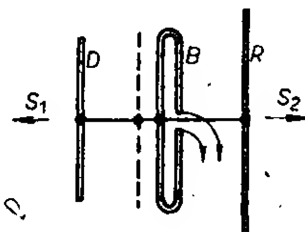
Ohnutí dipólu vede nejen ke změně vyzařovaného diagramu, ale zmenšuje i vstupní odpor. Tento jev se kompenzuje použitím některé z variant skládaného dipólu podle obr. 21a až f.

Jednoduché směrové antény (řady)

Pod tímto pojmem jsou míněny směrové anténní řady sestavené z jednotlivých zářičů. Jednoduchých směrových antén je celá řada. V zásadě je lze rozdělit na antény s parazitními zářiči, na antény s plošným reflektorem, na antény s galvanicky buzenými prvky a konečně na antény s postupnou vlnou. Samozřejmě existují též kombinace jednotlivých typů. Pokud jde o TV přijímací antény, pak většina vyráběných antén patří do prvních dvou skupin, těm se také budeme věnovat především.

Yagiho antény

Antény tohoto typu mají velké množství elektrických i mechanických variant. Klasickým představitelem je tříprvková anténa (obr. 24) se dvěma parazitními zářiči – reflektorem (R), direktorem (D) a buzeným prvkem (B) ve tvaru skládaného dipólu. Se skládaným dipólem jsme se již seznámili. Parazitní zářiče jsou vlastně dipóly, uprostřed zkratované, jejich délka je volena tak, aby pracovaly poblíže rezonance. Reflektor je nastaven nad rezonanci, jeho elektrická délka je o něco delší než λ/2. Jeho vlastní impedance tedy obsahují indukční složku. Naproti tomu direktor je elektricky kratší než λ/2. Vlastní impedance má kapacitní charakter. Vzájemnou vazbou s buzeným prvkem vznikne na parazitních dipólech stojaté vlnění obdobného typu jako u běžného dipólu a tyto zářiče začnou vyzařovat. Vazba mezi nimi a skládaným dipólem musí být natolik těsná, aby amplituda „proudového obložení" na jednotlivých zářičích byla co největší a zhruba shodná. Fáze proudů v parazitních zářičích je dána poměrem jalových a reálných složek vlastních impedancí, detailně ji nastavujeme délkou zářiče. Tímto způsobem můžeme dosáhnout toho, že primární vyzařování z buzeného prvku (B) a sekundární, způsobené parazitními zářiči, se sečtou ve směru S_1 (obr. 24) a vyruší ve směru S_2. Anténa má pak maximum vyzařovacího diagramu ve směru S_1, zatímco ze směru S_2 je záření obecně potlačeno.

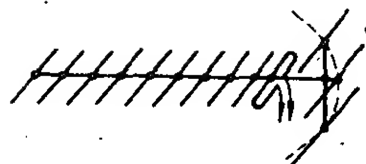


Obr. 24. Anténa Yagi

Vstupní impedance antény je dána jednak impedancí buzeného zářiče, jednak se ve značné míře uplatňují též parazitní zářiče vzhledem k těsné vazbě na skládaný dipól. Přítomnost parazitních prvků v anténě zmenšuje reálný vstupní odpor a zhoršuje širokopásmovost. Oba vlivy lze eliminovat tzv. kompenzačním direktorem (vyznačeno čárkovaně v obr. 24), o němž byla již řeč (obr. 21), který radikálním způsobem zlepšuje impedanční vlastnosti antény.

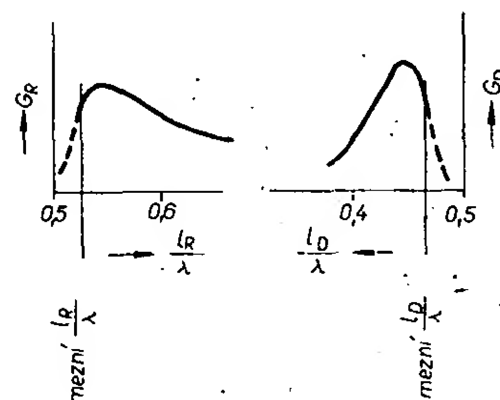
Mechanicky je Yagiho anténa řešena tak, že skládaný dipól i parazitní zářiče jsou galvanicky ve svém středu (uzel napětí stojatých vln) upevněny na kovové ráhno. Anténa tak dostává celokovovou formu, která je pro výrobu i provoz velmi výhodná. Navíc umožňuje jednoduše uzemnit všechny díly antény včetně ráhna a nosné tyče, jak požadují předpisy ESČ.

Většina Yagiho antén bývá víceprvková. Z výše uvedeného výkladu o vzniku směrových vlastností antény je zřejmé, že další parazitní zářiče lze zařadit pouze do míst, kde bude existovat možnost jejich vybuzení. Direktory řadíme tedy na ráhno ve směru maxima záření. Zcela jiná je situace u reflektorů. Na ráhno za první reflektor je umísťovat nemůžeme, protože vf pole v tomto směru by jejich vybuzení neumožňovalo. Obvyklý způsob je patrný z obr. 25, kde jsou další reflektory řazeny do stran na pomocné ráhno. Tento způsob zaručuje poměrně dobré vybuzení reflektorů, ne však takové jako u direktorů. Pro zvětšování zisku je tedy obecně výhodnější zvětšovat počet direktorů.



Obr. 25. Dlouhá anténa Yagi

Jaké jsou typické elektrické vlastnosti Yagiho antény? Všimněme si grafů v obr. 26,



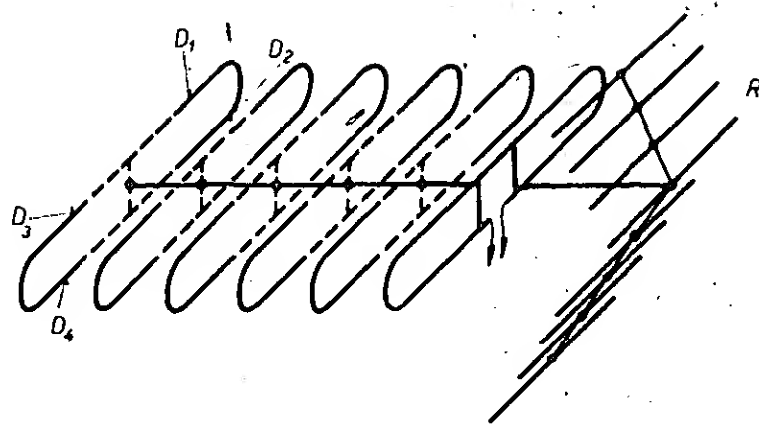
Obr. 26. Průběh zisku reflektoru a direktoru

kde je vynesena závislost zisku na elektrické délce reflektoru l_R a direktoru l_D pro dvě dvouprvkové Yagiho antény, první sestavena z dipólu a reflektoru, druhá z dipólu a direktoru. I když pro víceprvkové antény tyto grafy přesně neplatí, jejich charakter zůstává zachován. Můžeme z nich odvodit několik zajímavých závislostí. Především je vidět, že maximální zisk direktoru je větší než reflektoru, z tohoto hlediska jsou tedy direktory výhodnější. Naproti tomu pokud jde o širokopásmovost je na tom lépe dipól s reflektorem, zisk se směrem od optimální délky zmenšuje výrazně pozvolněji. Typické pro oba typy parazitních zářičů je rychlé ukončení jejich funkce po překročení mezních elektrických délek.

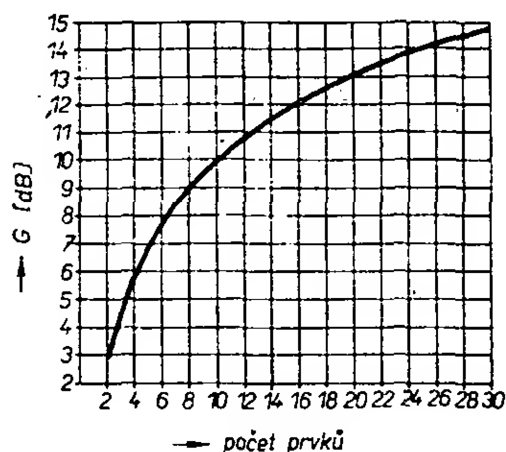
Při návrhu antény je provozní pásmo voleno tak, aby mezní délka direktorů odpovídala nejvyššímu kmitočtu, mezní délka reflektoru nejnižšímu kmitočtu. Direktor bude pak nejaktivněji působit při horním okraji pásma, reflektor při dolním konci pásma. Vzhledem k tomu, že u víceprvkových Yagiho antén je mnohem více direktorů než reflektorů, bude maximum zisku při horním okraji pásma. Chceme-li dosáhnout maximálního zisku s daným počtem zářičů, je nutno zúžit provozní pásmo antény natolik, aby optimální kmitočet reflektoru a direktoru se co možná blížily. Mechanicky je taková anténa charakterizována malým rozdílem délek direktorů a reflektorů, což je původní koncepce Yagiho antén. Naproti tomu dnes je snaha šířku pásma co možno zvětšovat. Určitého zlepšení v tomto směru lze dosáh-

nout, volíme-li nestejnou délku direktorů, popř. různou vzdálenost mezi nimi. Ovšem zásadní úzkopásmovost direktorů odstranit nelze. Jejich chabá funkce mimo oblast optima je kompenzována jejich velkým počtem. Zlepšení na dolním konci provozního pásma lze dosáhnout zvětšováním počtu reflektorů, jejichž funkce vrcholí právě tam, popř. přechodem na plošné, tvarované reflektory. Tato anténa se však již značně liší od normálních Yagiho antén, jde o modifikáce, o nichž bude řeč dále.

Jak jsme se již znímili, zisk Yagiho antény lze nejlépe zvětšovat počtem direktorů. Přehledně nás o tom informuje obr. 27. Tento



Obr. 28. Yagiho anténa se čtyřnásobnými direktory



Obr. 27. Zisk Yagiho antény v závislosti na počtu prvků

graf platí přibližně pro Yagiho antény s šířkou pásma $\Delta f \leqq \pm 5$ %, za předpokladu, že délka zářičů i jejich rozteč byla optimalizována. Graf je zajímavý především skutečností, že zdvojení počtu prvků přináší i pro velmi dlouhé antény prakticky vždy zvětšení zisku o 3 dB, tj. zdvojení výkonového zisku. Svědčí to o vynikající ekonomice Yagiho antény. Kdysi bylo provedeno ve VÚST ekonomické srovnání různých typů *úzkopásmových* antén. Výsledek byl naprosto jednoznačný: pokud jde o materiálové náklady v závislosti na zisku je Yagiho anténa mezi úzkopásmovými anténami zcela bez konkurence. Zvětšování počtu direktorů je i obecně jeden z nejjednodušších způsobů, jak zvětšovat zisk antén. Omezujícím faktorem je pouze mechanická realizovatelnost.

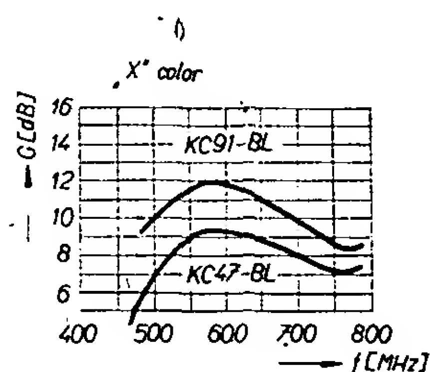
Nelze se ovšem soustředit pouze na zisk, tj. šířku hlavního paprsku. Důležitým parametrem je i činitel zpětného záření (ČZZ). Ten je ve značné míře ovlivněn délkou (nastavením) a počtem reflektorů. Jejich optimální délka z hlediska ČZZ se nekryje s optimální délkou pro maximální zisk. Maximální ČZZ vyžaduje reflektor poněkud delší. Pokud jde o počet reflektorů, většinou zcela postačí maximálně tři. Další zvětšování jejich počtu má význam spíše pro speciální úpravu (potlačení) záření do zadního sektoru antény, popř. pro širokopásmový provoz. Totéž platí pro nahrazení skupiny reflektorů homogenním reflektorem z plechu či sítě. Je však nutno upozornit, že má-li homogenní reflektor pracovat, je nutné, aby měl jisté minimální rozměry (asi 0,6 × 0,6λ)), jinak jeho funkce bude horší, než funkce tyčových reflektorů.

To co bylo řečeno o funkci reflektorů, platí především pro klasické, tedy úzkopásmové Yagiho antény. V poslední době se však objevují i širokopásmové modifikace se šířkou pásma $\Delta f \doteq \pm 10$ %. Takovou anténu je nutno doplnit pokud možno rozsáhlou reflektorovou soustavou (např. úhlovým reflektorem). Jde totiž o to, že reflektory musí nejen korigovat zhoršení činitele zpětného záření, ale vytvářet též zisk antény. V případě úzkopásmové antény je vliv reflektoru na zisk minimální, protože reflektor je málo „ozářen". U širokopásmové verze se „ozáření" na nízkofrekvenčním konci pásma zlepšuje a tím se aktivita reflektoru zvětšuje. V tomto případě je pak výhodné doplnit anténu reflektorem co největším. Z rozboru funkce je však zřejmé, že vlastně nejde již o běžnou Yagiho anténu, avšak spíše o kombinaci dvou antén: Yagiho antény pro horní a dipólu s reflektorem pro dolní část kmitočtového pásma.

V poslední době se pro kmitočty nad 400 MHz objevuje jiná zajímavá modifikace Yagiho antény. Náčrtek je v obr. 28. Před buzeným prvkem je soustava čtyřnásobných direktorů v jedné rovině, doplněná rozměrným reflektorem. Úprava zvětšuje zisk oproti stejně dlouhé anténě s jednoduchými direktory pouze asi o 1,5 až 2 dB. Anténa je výhodná tím, že má pouze jeden buzený zářič přesto, že jde o složenou anténní řadu (viz dále).

Výrobcem Yagiho antén v ČSSR je Kovoplast Chlumec. I když sortiment není rozsáhlý, najde v něm prakticky každý anténu pro svou specifickou potřebu. Tab. 3 informuje o jednotlivých typech.

Kromě antén v tab. 3 vyrábí Kovoplast Chlumec starší variantu širokopásmové směrovky z obr. 28 pod názvem „X-color". Anténa má dvě provedení: kratší KC 47-BL, delší KC 91-BL. Průběh zisku je v obr. 29.

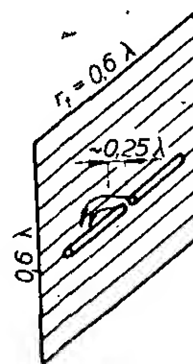


Obr. 29. Televizní anténa pro IV. a V. TV pásmo

ČZZ $\doteq$ 20 dB, avšak postranní záření je relativně značné a zmenšuje zisk nad 700 MHz. ČSV $\leqq$ 3.

Antény s plošným reflektorem

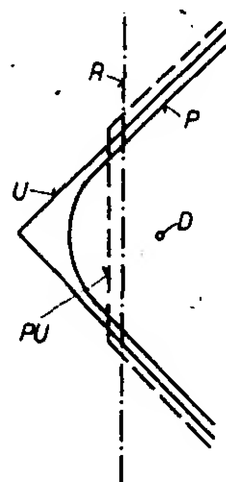
Zmínku o plošných reflektorech najdeme již v předchozí stati. Tvar reflektoru bývá různý – často elektricky sotva zdůvodnitelný. Nejjednodušší je anténa z dipólu a rovinného reflektoru (obr. 30). Buzený prvek ozařuje reflektor, což vytvoří převážně na jejich přivrácené straně „parazitní" proudy (proudové obložení), které vyzařují. Toto sekundární záření se sčítá s primárním zářením dipólu. Pro tvar vyzařovacího diagramu je především důležitá amplituda a fáze proudového obložení reflektoru. Obojí závisí na vzdálenosti toho-kterého místa na reflektoru od dipólu a na tvaru vyzařovacího diagramu dipólu. Maxima by bylo dosaženo pro homogenní proudové obložení, tj. takové, které má konstantní fázi i amplitudu. Obecně je však výhodnější, zmenšuje-li se obložení okraje reflektoru, neboť to vede ke zlepšení ČZZ.



Obr. 30 Dipól s rovinným reflektorem

Jakým způsobem můžeme zvětšovat zisk takové antény? Maximální elektricky ekonomické rozměry pro půlvlnný dipól jsou v obr. 30. Anténa má zisk asi 4,5 až 5 dB. Další zvětšování reflektoru nemá význam, proudové obložení na okrajích se příliš zmenšuje, fáze se rychle mění. Prakticky jedinou možností je přechod k celovlnnému dipólu. V tom případě je možno reflektor o rozměru r_1 zvětšit na dvojnásobek. Taková anténa má pak zisk asi 5 dB a bývá hojně používána jako jeden prvek složené anténní řady (viz dále).

Chceme-li dále zvětšovat zisk, dojdeme k závěru, že nejvýhodnější bude změnit tvar reflektoru. Lze prokázat, že ideálním reflektorem by byl rotační paraboloid s vhodným jednosměrným zářičem umístěným v ohnisku. Praktickou modifikací pro dané kmitočtové pásmo je reflektor ve tvaru válcového paraboloidu, popř. jeho aproximace. Přehledně je situace patrná z obr. 31: P repre-



Obr. 31. Varianty plošného reflektoru

zentuje válcový paraboloid, U úhlový reflektor, PU modifikovaný rovinný reflektor, R rovinný reflektor. Vidíme, že nejvzdálenější ideálnímu tvaru je rovinný reflektor

Tab. 3. Antény vyráběné v ČSSR (Kovoplast Chlumec)

Kanál	f [MHz]	Typ	Uspořádání	α_E [°]	α_H [°]	G [dB]	ČZZ [dB]
1	48–57	0301KL	1 d + 1 r	65	110	4,5	10
2	58–66	0302KL					
3	76–84	0303KL					
4	84–92	0304KL					
5	92–100	0305KL					
VKV	66–73	030KKL					
1		0501KL	3 d + 1 r	56	90	6	–
2		0502KL					
3		0503KL					
4		0504KL					
5		0505KL					
VKV		050KKL					
6 až 8	174–198	0307GL	1 d + 1 r				
8 až 10	190–214	0309GL					
10 až 12	206–230	0311GL					
21 až 25	470–510	0624GL	2 d + 3 r	64	100	5,5	20
26 až 30	510–550	0628GL					
31 až 35	550–590	0633GL					
36 až 40	590–630	0638GL					
41 až 45	630–670	0643GL					
46 až 50	670–710	0648GL					
51 až 55	710–750	0653GL					
56 až 60	750–790	0658GL					
21 až 25		1024GL	6 d + 3 r	42	60	10 až 11	20
26 až 30		1028GL					
31 až 35		1033GL					
36 až 40		1038GL					
41 až 45							
46 až 50							
51 až 55							
56 až 60							
21 až 25		2024GL	16 d + 3 r	32	35	12 až 13	20
26 až 30		2028GL					
31 až 35		2033GL					
36 až 40		2038GL					
41 až 45		2043GL					
46 až 50		2048GL					
51 až 55		2053GL					
56 až 60		2058GL					

Ve sloupci „Uspořádání" je d direktor, r reflektor

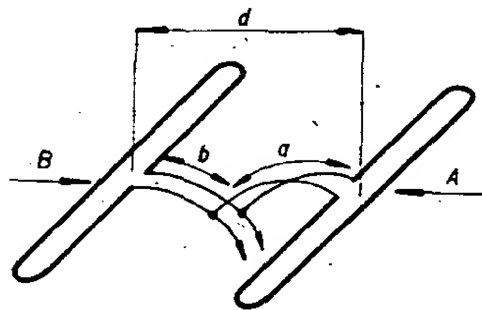
(R). Zisk jednotlivých typů najdeme v tab. 4. *Uvážíme-li mechanickou složitost v závislosti na zisku,* lze konstatovat, že velmi výhodný je úhlový reflektor. V provedení s celovlnným dipólem má anténa značný zisk, přičemž vyzařovací diagram má minimální postranní a zadní laloky. Posledně jmenovaná skutečnost má značný význam pro kvalitní příjem TV. Anténu lze provozovat i v širším pásmu, maximálně pro $\Delta f = 1 : 2$. Dobré impedanční vlastnosti je možno zajistit tloušťkou zářiče. Proti Yagiho anténě je úhlový reflektor výhodnější tím, že jej lze mnohem snáze elektricky nastavit. Je to jedna z mála antén, kterou lze doporučit pro amatérskou stavbu, je uvedena v knize ing. M. Českého.

Tab. 4. Půlvlnný a celovlnný dipól s plošným reflektorem

Typ antény	G [dB]
R + dipól λ/2	4,5 až 5
R + dipól λ	6 až 7
7 + dipól λ/2	7,5 až 8,5
U + dipól λ	9,5 až 11
PU + dipól λ/2	8 až 8,5
PU + dipól λ	10 až 10,5
P + dipól λ/2	8,5 až 9
P + dipól λ	10,5 až 11

Anténa s galvanicky buzenými zářiči

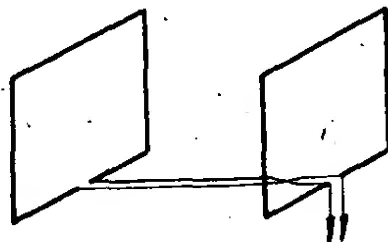
Princip antény je na obr. 32. Dva zářiče (např. skládané dipóly) jsou spojeny linkami, z nichž jedna je překřížena (= fázový posuv 180°). Za předpokladu, že rozdíl elektric-



Obr. 32. Směrovka s galvanicky buzenými prvky

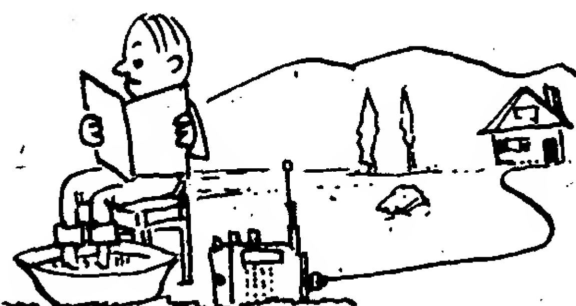
kých délek obou linek je roven rozteči obou dipólů, tedy (b/λ) el. $- (a/\lambda)$ el. $= d/\lambda$, pak příjem ze směru A se ruší, ze směru B je maximální. Podmínkou dokonalé funkce je především dobré impedanční přizpůsobení celého systému; je totiž nutné, aby signály z obou antén byly amplitudově shodné. Anténa bývá někdy doplněna slučovačem, který do jisté míry likviduje vzájemné působení obou dipólů.

V praktickém provedení se vyskytují dvě varianty. První se dvěma skládanými dipóly z obr. 32 a se ziskem asi 4 až 4,5 dB. Druhá v obr. 33 se čtvrtvlnnými smyčkami (publikovaná obvykle pod názvem Cubical Quad) se ziskem asi 5 až 5,5 dB. Oproti dobře nastavené Yagiho anténě o 3 až 4 prvních nemá tato anténa v úzkopásmovém provozu podstatné výhody.


Obr. 33. Anténa Cubical-Quad

Antény s postupnou vlnou

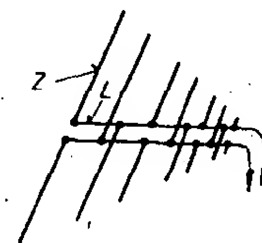
Obecně je hlavním představitelem tohoto typu antén pro lineární polarizaci kosočtverečná anténa. Aplikace pro obor VHF a UHF je natolik problematická, že anténu nelze pro TV doporučit. I při pečlivém laboratorním *provedení má anténa četné postranní laloky.* Totéž platí i pro jinou anténu tohoto typu, totiž dlouhou, popř. tlustou anténu V.



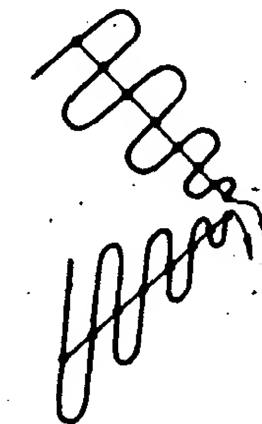
Pro kruhovou polarizaci existuje spirálová anténa (Helix). Její použití pro TV je však *naprosto nevhodné, neboť pro lineární polarizaci* má ztrátu −3 dB a navíc přijímá i parazitní signály (sekundární, odražené) přicházející s jinou polarizací, než je vysílaná.

Logaritmicko-periodická anténa

Tato anténa se vyskytuje ve dvou alternativách: v obr. 34 je anténa rovinná, v obr. 35 *anténa prostorová.* Praktický význam má pouze pro širokopásmovou komunikaci, popř. širokopásmové měřicí účely. V užším pásmu nemůže soutěžit s žádnou z předchozích antén. Důvodem je relativně malý zisk *ve srovnání se stavebními náklady.* Omezení zisku vyplývá ze základní funkce antény. Z místa buzení je energie transportována na linku L, sloužící zároveň za nosnou konstrukci zářičů. Vf energie míjí zářiče Z podstatně kratší než λ/2, neboť jejich impedance neumožňuje přenos energie z linky na ně. Teprve zářiče blízké λ/2 se vybudí. To



Obr. 34. Rovinná logaritmickoperiodická anténa


Obr. 35. Prostorová logaritmickoperiodická anténa

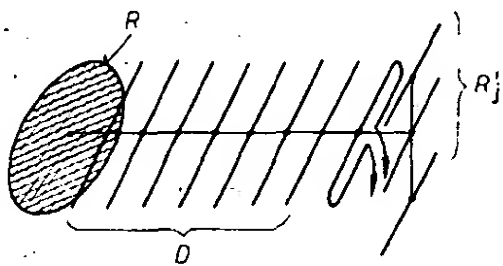
znamená, že ze všech zářičů se podílí na funkci antény pouze malé procento. Měření proudového obložení tuto skutečnost plně potvrzuje.

Zisk rovinného typu běžné antény je pouze 3 až 4,5 dB. Prostorový typ je poněkud lepší, aktivní části antény jsou dvě. Je to vlastně dvouprvková anténní řada, skládající se ze dvou rovinných útvarů. Přídavný zisk vyplývající z tohoto uspořádání je však malý, neboť rozteč obou rovinných útvarů je malá. Zisk prostorového typu běžného provedení je 5 až 6 dB, což bylo mnohokrát ověřeno měřením na pracovišti ve VÚST.

Tuto anténu nelze doporučit pro TV. Někdy se využívá jako širokopásmový budicí prvek pro anténní systémy s direktory a reflektory pro modifikované Yagiho antény.

Anténa se zpětným zářením (back fire)

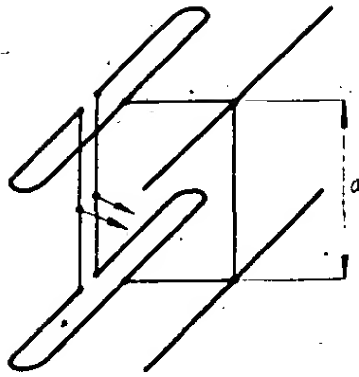
Základní uspořádání je v obr. 36. Jde vlastně o Yagiho anténu, před níž je umístěn reflektor R, který obrací směr záření. Reflektor bývá rovinný útvar, což je dáno předpokladem, že Yagiho anténa vytváří ve směru maxima záření rovinné vlnoplochy (soufázové plochy). Záření vycházející z buzeného zářiče je usměrněno reflektorem Yagiho antény RJ, projde direktorovou řadou D po prvé, odrazí se od rovinného reflektoru R a projde znovu direktory. Anténa je tedy principiálně elektricky dvojnásobně dlouhá, což by mělo vést ke zvětšení zisku o 3 dB. Skutečnost je však horší. Nepříznivě se projevuje několik činitelů: záření, než opustí anténu, musí projít znovu reflektorem RJ Yagiho antény, který je však nyní směrován obráceně, dále nebývá dodržena podmínka o výše zmíněné rovinnosti vlnoplochy, konečně je nutno si uvědomit, že funkce direktorů je značně úzkopásmová. Zisk se tedy v praxi zvětšuje o 2 až 2,5 dB a to pouze v užším kmitočtovém pásmu. Uvážíme-li, že tento přínos je výsledkem doplnění antény poměrně rozměrným reflektorem, lze konstatovat, že dosažené výsledky sotva odpovídají vynaloženým nákladům. Pověsti, které anténu doprovázely při její premiéře se velmi rychle rozplynuly při jejím laboratorním ověření. Obecně výhodnější a hlavně širokopásmovější se jeví vybuzení rovinných reflektorů dipólovou soufázovou řadou (viz dále).



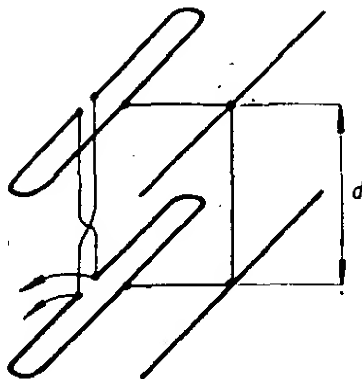
Obr. 36. Anténa se zpětným zářením

Složené anténní řady

Jako TV přijímací antény přicházejí v úvahu pouze anténní řady dvoufázové, tj. řady, u nichž jsou jednotlivé antény napájeny proudy shodné fáze a v našem případě i shodné amplitudy. Dva základní způsoby kombinace dvou směrových antén jsou uvedeny v obr. 37 a 38; je možná i jejich kombinace. V prvním případě – paralelní napájení – je zřejmé, že při stejné délce a charakteristickém odporu napáječů k oběma zářičům bude dodržena podmínka o shodě buzení antén v neomezeném kmitočtovém pásmu. Hodí se pro větší směrové antény, neboť rozteč (d) antén je možno volit pouze z hlediska optimálního vyzařovacího diagramu. Naproti tomu v druhém případě – při postupném napájení (obr. 30) – je fázový posuv mezi zářiči dán elektrickou délkou spojovacího vedení. Aby antény byly napájeny soufázově, musí být délka spojovacího vedení (d_L) buď $d_L = n_1\lambda/2$, kde n_1 je liché celé číslo (1, 3, 5 ...) a vedení musí být překříženo (viz obr. 38), nebo $d_L = n_2\lambda$, kde n_2 je libovolné celé číslo a vedení se pak nepřekřižuje, což je mechanicky velmi výhodné. Zásadní rozdíl vůči alternativě v obr. 37 spočívá v tom, že sfázování zářičů je úzkopásmové a to tím více, čím jsou delší. Použitelnou šířku pásma lze ovlivnit velikostí charakteristického odporu spojovacího vedení: šířka pásma se zvětšuje se zmenšujícím se poměrem Z_A/Z_0 (Z_A je impedance jednotlivých zářičů, Z_0 je charakteristický odpor spojovacího vedení). Tedy zde nikoli $Z_A = Z_0$, nýbrž $Z_A \gg Z_0$ je optimem. Z impedančního hlediska tato nerovnost nevadí, neboť vedení dlouhé $n\lambda/2$ netransformuje. Pro TV přijímací antény se tento způsob příliš nehodí, jednak pro zřejmou úzkopásmovost, jednak pro potíže při návrhu a nastavení takové antény. Rovněž skutečnost, že nemůžeme volně volit rozteč antén, je určitou nevýhodou. Proto pro amatérskou realizaci složených řad lze jednoznačně doporučit způsob podle obr. 37 a tím se také budeme v následujícím zabývat.



Obr. 37. Anténní řada s paralelním napájením

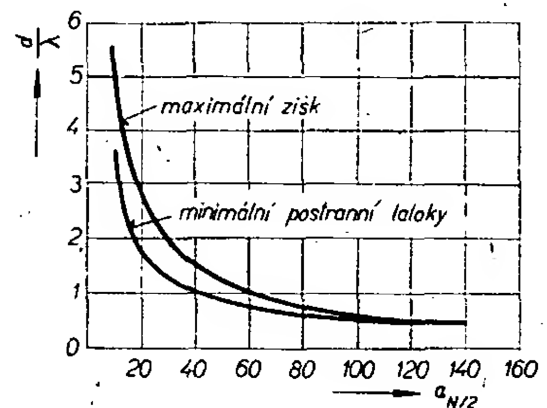


Obr. 38. Anténní řada s postupným napájením

Úvodem je nutné seznámit se alespoň s teoretickým minimem. Vyzařovací diagram složené anténní řady (F_s) je dán součinem

$$F_s = F_A F_f \qquad (17),$$

kde F_A je vyzařovací diagram jednotlivé antény, F_f činitel anténní řady, což je vlastně diagram anténní řady, kde jednotlivé antény jsou nahrazeny tzv. izotropními zářiči. Pod tímto pojmem rozumíme fiktivní antény, které mají vyzařovací diagram kruhový ve všech rovinách, tedy kulový. V našem případě pak mají navíc všechny zářiče řady shodnou amplitudu a fázi napájecích proudů. Za těchto okolností je F_f dán prakticky počtem zářičů a roztečí d (obr. 37). Hlavním úkolem návrhu složené anténní řady je vybrat pro dané jednotlivé antény definované známým F_a nejvýhodnější F_f, popř. rozteč d. Optimální d má dvě varianty: buď chceme, aby anténa měla maximální zisk, nebo minimální postranní paprsky. V prvním případě přináší každé zdvojení antény přídavný zisk 2,5 až 3 dB, avšak postranní paprsky dosahují nepříjemné hodnoty až −10 dB. V druhém případě volíme rozteč poněkud menší tak, aby postranní paprsky byly ≦ −20 dB, přičemž zdvojení antény zvětší zisk pouze asi o 2 až 2,5 dB. Optimální rozteč z obou těchto hledisek v závislosti na šířce paprsku základní antény ($\alpha_{N/2}$) nalezneme v obr. 39. Šířku $\alpha_{N/2}$ uvažujeme samozřejmě vždy v té rovině, v níž obě antény kombinujeme, tj. pro uspořádání v obr. 37, 38 je to rovina H, v obr. 40 je to rovina E. V některých případech neznáme $\alpha_{N/2}$, nýbrž pouze zisk základních antén. V tom případě zjistíme přibližný $\alpha_{N/2}$ ze známého zisku pomocí grafů v obr. 13.



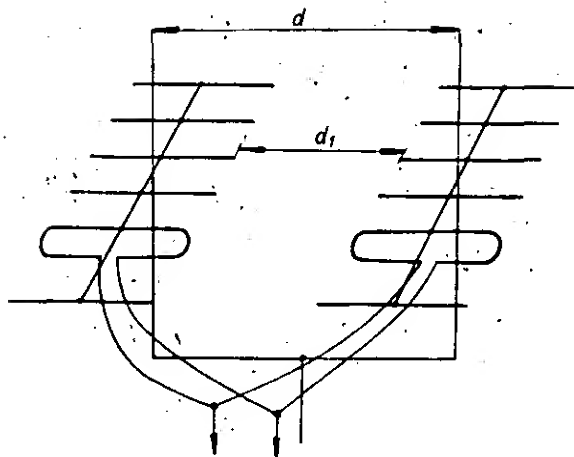
Obr. 39. Optimální rozteč v závislosti na šířce paprsku základní antény

Zmenšování rozteče d pod rozmezí dané v obr. 39 vede k rychlému zmenšení přídavného zisku, takže zdvojení antény nemá již prakticky význam. Ještě rychlejší je ztráta funkce při zvětšení rozteče nad optimum. Zvětšení d asi o 20 % může vyvolat postranní paprsky asi −6 dB i větší, anténa je nepoužitelná.

Rozmezí přídavného zisku, které jsme v předchozím vždy udávali, závisí na zisku základní antény. U antén s malým ziskem, tj. i s malou roztečí d, se ovlivňují navzájem (popř. deformují) vyzařovací diagramy jednotlivých antén (F_A). Výsledkem je horší výsledný vyzařovací diagram (F_s). Praktické zvětšení zisku u krátkých antén ($G \leqq 7$ až 8 dB) je asi 2 až 2,5 dB (při zdvojení antény). U větších antén je zisk větší asi o 2,5 až 3 dB.

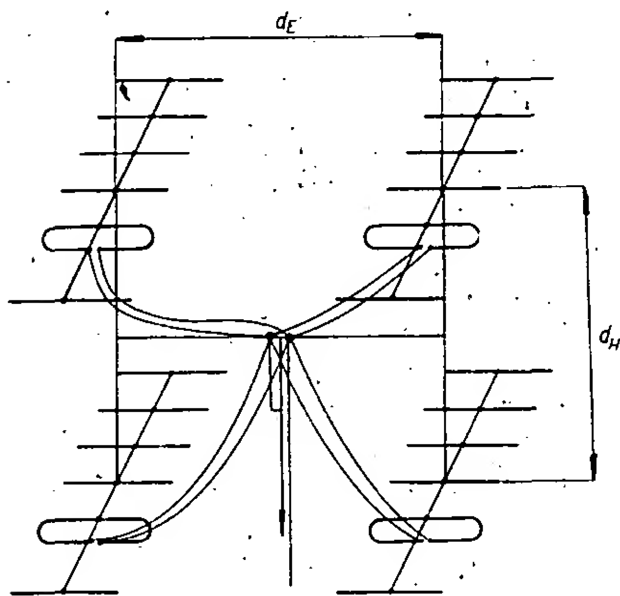
Realizovat dvouprvkovou složenou řadu soufázově je možné jednak nad sebou, viz obr. 37, 38, jednak vedle sebe, obr. 40. První uspořádání zužuje vertikální, druhé horizontální vyzařovací diagram. Kterému dáme přednost, záleží na našich požadavcích. Vertikální zmenší $\alpha_{N/2}$, zmenšuje citlivost příjmu na odrazy od letadel, horizontální potírá odrazy od okolního terénu – potlačuje „duchy". Uspořádání podle obr. 40 je obecně výhodné z hlediska výše zmíněných vazeb mezi základními anténami, ovšem můžeme si je dovolit pouze u větších antén, u nichž rozteč d je dostatečně velká, aby antény byly dostatečně vzdáleny (obr. 40, $d_1 > \lambda/2$). Antény v obr. 37 až 40 jsou kresleny jako horizontálně polarizované, avšak analogicky lze vytvořit též vertikálně polarizované řady.

Až doposud jsme se zabývali kombinací dvou antén. Často se však vyskytují i čtyřprv-



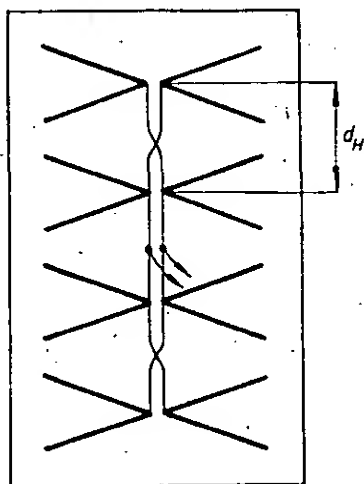
Obr. 40. Dvouprvková anténní řada

kové anténní řady. Nejčastějším uspořádáním je zdvojený anténní systém z obr. 40 nad sebou (obr. 41). Samozřejmě jsou možné



Obr. 41. Čtyřprvková anténní řada

i jiné kombinace (např. nad sebou, nebo vedle sebe). Příkladem kombinace čtyř antén nad sebou je anténa vyráběná Kovopodnikem města Plzně z obr. 42.



Obr. 42. Čtyřprvková anténní řada s plošným reflektorem

Rozteč zvolíme obdobně jako u dvouprvkové řady. Např. u antény v obr. 41 zjistíme rozteč pro rovinu E, tedy d_E z $d_{EN/2}$ jednotlivých antén podle obr. 39. Druhou rozteč, d_H, tedy v rovině H, určíme ze známého $d_{HN/2}$ základní antény opět z obr. 39. Pro anténu v obr. 42 stanovíme rozteč dvojice zářičů z $d_{HN/2}$ jednoho zářiče.

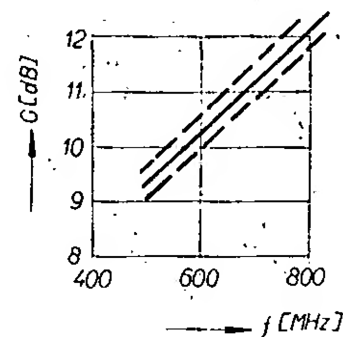
Dosud jsme se zabývali celkovým uspořádáním antény a především volbou rozteče jednotlivých antén. Další problémy, které musíme vyřešit, jsou způsob napájení a impedančního přizpůsobení. Začněme dvouprvkovou řadou. Chceme-li spojit dvě antény paralelně tak, abychom obdrželi jmenovitou impedanci řady $Z_A = 75\ \Omega$, je třeba, aby jednotlivé antény měly jmenovitou impedanci 150 Ω, pokud se chceme vyhnout dosti komplikovaným impedančním transformátorům. Antény, které jsou v prodeji, mají $Z_{AN} \doteq 300\ \Omega$. Bylo by tedy nutno upravit jejich skládaný dipól např. podle obr. 21c s pomocí grafu v obr. 22, tedy zvětšením tloušťky buzené části skládaného dipólu. To můžeme udělat buď náhradou tenké trubky za tlustou, nebo připevněním pásku na stávající trubku skládaného dipólu. Šířku pásku volíme 1,5× větší než je potřebný průměr trubky pro vstupní impedanci 150 Ω. Pro přesné nastavení je nutno šířku pásma určit experimentálně. Takto upravené antény můžeme spojit např. podle obr. 38. O charakteristickém odporu pro tuto variantu byla již zmínka. Obecně výhodnější je však alternativa podle obr. 37. Má však nevýhodu v nutnosti použít spojovací vedení o charakteristickém odporu $Z_0 = 150\ \Omega$. To můžeme zhotovit buď z trubek, nebo použít dva souosé kabely 75 Ω jako náhrady symetrického vedení. Obě dvojice kabelů musí však být dokonale elektricky shodné. Stínění obou dvojic je nutno mezi sebou zkratovat asi po délce $\lambda/4$. Souosý napáječ od přijímače připojíme ke středu spojovacího vedení přes symetrizační obvod netransformující, tedy podle obr. 53. Impedanční přizpůsobení můžeme případně zlepšit posouváním zkratu; pro jistotu uděláme tedy symetrizační obvod delší než $\lambda/4$.

Z předchozího je zřejmé, že z dvojice antén lze amatérsky sestavit anténní řadu dosti obtížně. Zásadně jednodušeji lze impedanční problémy řešit u čtyřnásobné řady podle obr. 51. Antény se jmenovitou impedancí $Z_{AN} = 300\ \Omega$ spojíme přes naprosto shodné dvojlinky nebo vzdušné vedení o charakteristickém odporu $Z_0 = 300\ \Omega$ a obdržíme jmenovitou impedanci řady 75 Ω symetrických. Tu pak připojíme přes netransformační symetrizační obvod k souosému napáječi o charakteristickém odporu 75 Ω, obdobně jako u výše zmíněné řady dvouprvkové. Realizace napájecího systému pro anténní řadu podle obr. 41 je tedy poměrně snadná. Jeho aplikace pro soustavu čtyř antén nad sebou např. podle obr. 42 je však již obtížná z mechanických důvodů. Zde je možno doporučit pouze systém postupného napájení, podle obr. 37, tedy pro délky spojovacích vedení $n\lambda/2$, nebo kombinaci napájení postupného s paralelním, jako u antény v obr. 42, kde dvojice „celovlnných" dipólů, každý o jmenovité impedanci asi 1200 Ω, je napájena postupně (překřížené půlvlnné vedení) a obě dvojice jsou pak linkou o charakteristickém odporu spojeny paralelně.

Souhrnně lze konstatovat, že pro amatérské zhotovení složené řady se nejlépe hodí typ podle obr. 41. Jako základní antény lze použít např. prodávané antény Yagi, jejich typ je určen mechanickými možnostmi. Není vyloučena ani kombinace čtyř antén podle obr. 42. Vzhledem k tomu, že maximální zisk antén v ČSSR prodávaných nepřesahuje 12 až 13 dB, je možno s takovou řadou dosáhnout zisku 16 až 18 dB.

Pokud jde o mechanicko-elektrická hlediska, která je nutno vzít v úvahu při stavbě složené řady, je žádoucí, aby nosná konstrukce tam, kde se přibližuje zářičům, byla kolmá na směr polarizace antén (viz obr. 40, 41). Stejně je třeba orientovat napájecí dvojlinky. Ty je zároveň nutno oddálit od nosné konstrukce a dobře připevnit izolačními objímkami.

Ze složených anténních řad je v ČSSR v prodeji pouze anténa podle obr. 42, tj. čtyři celovlnné dipóly před plošným reflektorem, popř. zmenšená alternativa dvou dipólů před reflektorem. Přibližný průběh zisku je v obr. 43. Velmi dobré je potlačení zpětného záření, ČZZ ≧ 20 dB. Impedanční přizpůsobení ČSV ≦ 2,5 až 3 je obvyklé u širokopásmové antény. Souhrnně lze klasifikovat tento typ antény jako jednu z nejlepších TV přijímacích antén pro širší kmitočtové pásmo.



Obr. 43. Zisk antény z obr. 42

Předpisy o stavbě antén

Závěrem několik předpisů pro instalaci antény. Nejdůležitější se týká způsobu uzemnění antény, které musí být stejně dokonalé, jako uzemnění bleskosvodu. Podle ČSN 34 1390 je možno použít pro zemní spoj buď ocelový pozinkovaný drát o ∅ 8 mm, nebo pásek 3 × 20 mm z téhož materiálu. K anténnímu stožáru se připojuje uzemňovací vodič v jeho nejnižším místě.

Kdy není uzemnění nutné: je-li anténa uvnitř budovy, vzdálena alespoň 2 m od elektrické sítě. Dále u antén vně budovy, nacházejí-li se alespoň 2 m pod okapem např. na balkóně, alespoň 2 m od bleskosvodu a nevyčnívají-li od budovy více než 1,8 m.

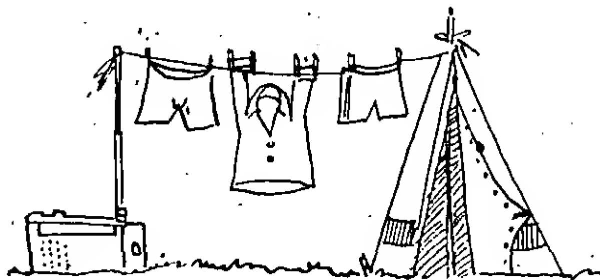
Kde můžeme anténu postavit: především na svém pozemku nebo budově. Nikoli tedy nad veřejnou cestou apod. Musí být vzdálena alespoň 3 m od vodičů nízkého napětí nebo telekomunikačních vedení.

Stavba mimo vlastní pozemek je také možná, avšak podléhá schválení Národního výboru.

Připevňování antén na bleskosvod není dovoleno, anténa musí mít vlastní nosnou konstrukci. Kotevní lana musí být tlustší než 0,15 mm.

Symetrizační člen

Je to takový prvek, jímž lze symetrizovat nesouměrný nebo naopak desymetrizovat souměrný zdroj. Navíc však dovede přetransformovat charakteristickou impedanci nesouměrného napáječe $Z_0 = 75\ \Omega$ na 300 Ω souměrně nebo naopak. To je nutné, chceme-li použít jako svod antény k televizoru souosý kabel. Impedance používaných antén je totiž 300 Ω. Podobně je symetrizační člen nutný i tehdy, chceme-li souosým kabelem napájet přijímač se symetrickým vstupem.

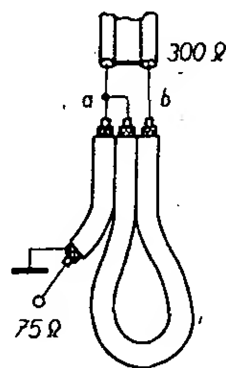


V některém případě, a to při použití anténních sdružených soustav, však je naopak žádoucí, aby impedance symetrizačního členu byla z obou stran stejná (75 Ω).

Při konstrukci symetrizačního členu musíme však brát v úvahu šířku jím přenášeného kmitočtového pásma. Symetrizační člen, používaný u úzkopásmové antény může být úzkopásmový. Naproti tomu symetrizační členy používané v rozvodu musí spolehlivě pracovat v pásmu všech přenášených kmitočtů.

Nejprve se budeme zabývat členy, které jednak symetrizují a jednak i transformují impedanci 75 Ω na 300 Ω. Pokud předpokládáme, že nevzniknou žádné ztráty, bude na symetrické i nesymetrické straně stejný výkon. Při čtyřnásobné změně impedance to znamená, že na symetrické straně bude napětí dvojnásobné vzhledem ke straně nesymetrické. Při výpočtu úrovně musíme počítat s tím, že při transformaci ze symetrického vedení na nesymetrické vzniknou úbytky napětí 6 dB a při opačné transformaci přírůstky 6 dB.

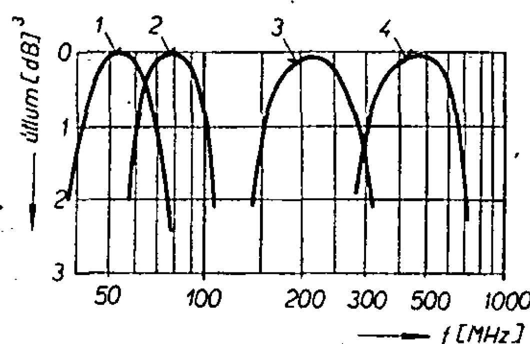
Symetrizace vedením λ/2. Tento typ symetrizačního členu je založen na vlastnostech vedení délky λ/2. Vedení této délky obrací fázi vf signálu o 180°. Příklad provedení tohoto typu symetrizačního členu je na obr. 44. Napětí v bodech *a* a *b* symetrického



Obr. 44. Symetrizační člen z půlvlnné smyčky

přívodu jsou navzájem v protifázi. Jejich propojením vedením o délce λ/2 se napětí z bodu *b* dostanene do bodu *a* posunuto o 180°. To znamená, že bude ve fázi s napětím v bodu *a*.

Aby bylo možno učinit si představu o použitelnosti těchto symetrizačních členů, jsou na obr. 45 uvedeny kmitočtové závislosti

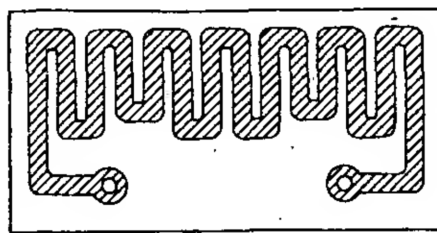


Obr. 45. Kmitočtová závislost útlumů symetrizačních členů a skutečné délky vedení λ/2 z kabelů VFKP 251 λ/2 u křivky 1 je 200 cm, u 2 je 130 cm, u 3 49 cm, u 4 19 cm. Koeficient krácení kabelu = 0,66

jejich útlumu a příslušné délky vedení λ/2. Symetrizační členy byly realizovány podle obr. 44 kabelem s charakteristickou impedancí 75 Ω s plným dielektrikem a tudíž s činitelem zkrácení 0,66. Stejných výsledků je možno dosáhnout i pomocí kabelu s pěněným dielektrikem. Skutečné délky vedení však budou o něco delší, protože činitel zkrácení je v tomto případě 0,81.

Zhotovení symetrizačního členu je velmi snadné, ztráty v pracovní oblasti jsou zanedbatelné, přizpůsobení je velmi dobré. Délku vedení je možno volit tak, aby jeden člen vždy odpovídal jednomu TV pásmu, nebo pásmu rozhlasu VKV FM. Nevýhodou je velký rozměr, zvláště pro kmitočty I. až III. TV pásma.

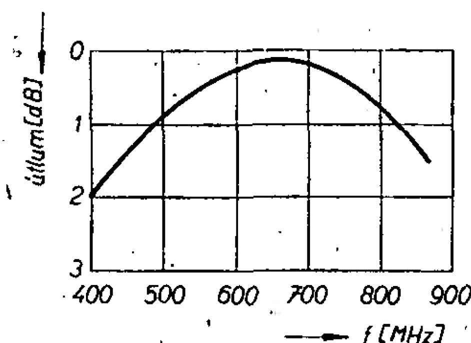
Jiný symetrizační člen s vedením délky λ/2 je na obr. 46. Vedení je realizováno na



Obr. 46. Symetrizační člen se smyčkou λ/2 na desce s plošnými spoji

oboustranně plátovaném kuprextitu technikou plošných spojů. „Živý" vodič je tvořen meandrem a stínění fólií na druhé straně desky.

Tento druh symetrizačního členu se používá prakticky pouze pro IV. a V. TV pásmo. Z průběhu útlumové charakteristiky na obr. 47 však vidíme, že dobře přenáší signály

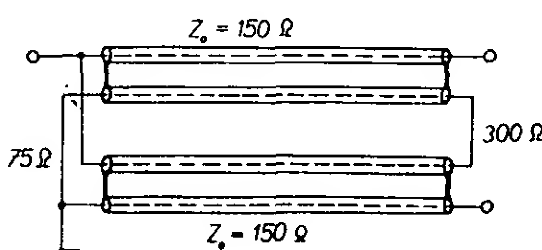


Obr. 47. Útlumová charakteristika symetrizačního členu podle obr. 46

v rozmezí asi 100 MHz. To znamená, že neobsáhne celý rozsah IV. a V. TV pásma.

Symetrizace vedením λ/4

V tomto případě se nepoužívá souosé vedení, ale symetrický dvojvodič. Je nutné, aby charakteristická impedance vedení byla 150 Ω. Princip tohoto způsobu transformace je patrný z obr. 48. Na jedné straně jsou obě vedení spojena paralelně tak, že výsledná impedance je 75 Ω. Na druhé straně jejich sériové zapojení představuje impedanci 300 Ω. Přitom vedení o délce λ/4 transformuje zkrat na jedné straně jako nekonečný odpor na opačnou stranu. To umožňuje, aby uzemnění jednoho konce symetrizačního členu nezatěžovalo opačnou stranu.

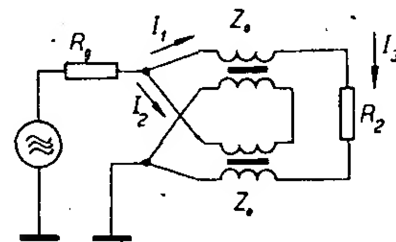


Obr. 48. Symetrizační člen ze dvou vedení λ/4

V praxi se tento člen zhotovuje většinou ve tvaru impedančního transformátoru v linkovém provedení. Je to transformátor, u něhož je vinutí realizováno dvojlinkou o vhodné charakteristické impedanci. U obyčejných transformátorů totiž rezonuje mezivrstvová kapacita s rozptylovou indukčností vinutí a omezuje tak přenos na vysokých kmitočtech.

U linkového transformátoru je tato kapacita součástí charakteristické impedance a nepodílí se na rezonanci. Omezení při vyšších kmitočtech je zde určeno délkou vedení, při nízkých potom primární indukčností, která musí být co možno největší. Pokud požadujeme velký kmitočtový rozsah, je proto třeba realizovat tyto členy na feritovém jádru, které má velkou permeabilitu na nejnižších přenášených kmitočtech; nesmí však mít velké ztráty při vysokých kmitočtech.

Schéma zapojení transformátorového symetrizačního členu je na obr. 49. Matematic-



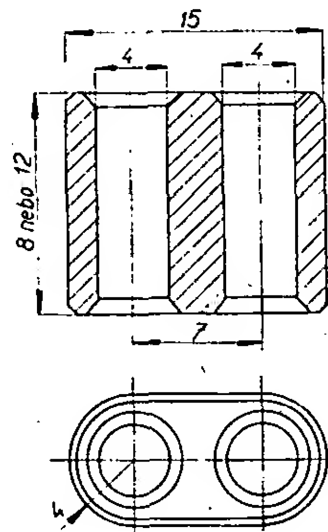
Obr. 49. Zapojení transformátorového symetrizačního členu

kým řešením výrazu pro výstupní výkon obdržíme podmínky pro maximální výkonový přenos. Je třeba, aby;

$$R_z = 4R_g \quad \text{a} \quad Z_0 = 2R_g.$$

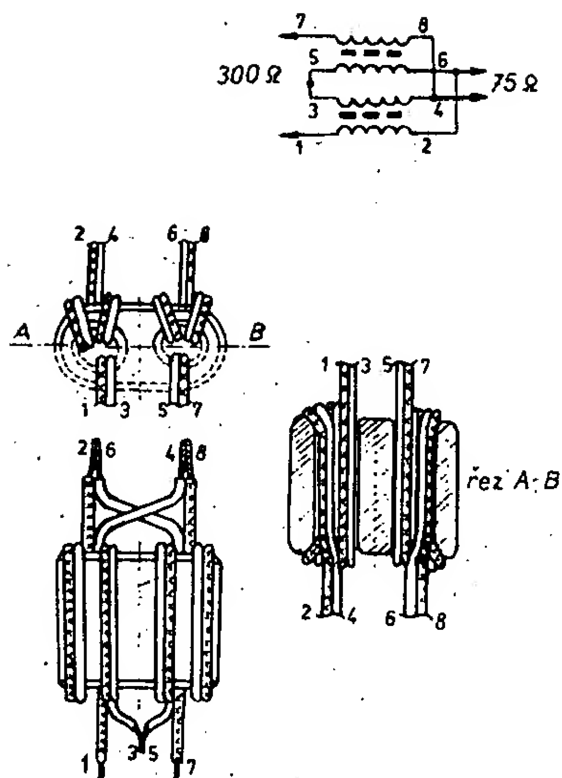
Prakticky to znamená, že pokud na nesouměrném vstupu bude $r_g = 75\ \Omega$, musí být charakteristická impedance dvojlinky, z níž je zhotoveno vinutí, 150 Ω, impedance souměrné strany je pak 300 Ω.

K navinutí tohoto členu je třeba použít miniaturní dvojvodič 2× 0,4 mm Cu, výrobce Kablo n. p. Kladno, závod Velké Meziříčí. Obě vinutí jsou navinuta na dvojděrovém feritovém jádře, vyráběném n. p. Pramet – Závody práškové metalurgie, Šumperk, pod výrobním číslem 205 534 306 300 z feritového materiálu N1. Rozměry jádra jsou zřejmé z obr. 50. Uvedené jádro se vyrábí o délce 12 nebo 8 mm. Získáte-li delší typ, je nutno jej zkrátit ubroušením na délku 8 mm.



Obr. 50. Dvouděrové feritové jádro pro symetrizační členy

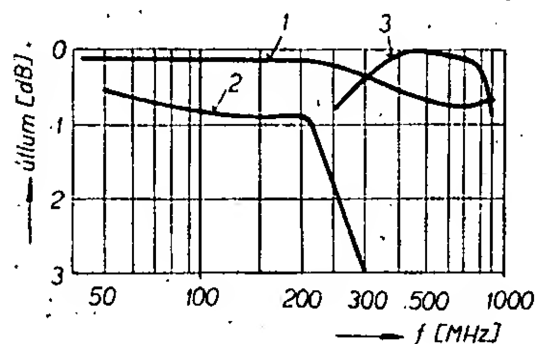
Provedení členu je patrné z obr. 51. Každé vinutí tvoří samostatný transformátor. Oba transformátory na jádru tohoto typu se vzájemně neovlivňují. Obě vinutí jsou stejná (2,5 závitu).



Obr. 51. Transformátorový symetrizační člen na feritovém jádře

Vodiče v dvojlince jsou rozlišeny tak, že jeden je z povrchově neupravené mědi, druhý pocínovaný. Obě vinutí propojíme tak, že kupř. na symetrické straně spojíme jako střed oba vodiče z čisté mědi. Pocínované vývody potom představují symetrický výstup. Na nesymetrické straně propojíme vzájemně vždy vodič měděný s pocínovaným. Jedna z těchto dvojic, nerozhoduje která, potom představuje živý a druhá zemnicí vývod.

Předností tohoto provedení je širokopásmovost (obr. 52 křivka 1). Vlivem ztrát ve



Obr. 52. Závislost útlumu na kmitočtu pro symetrizační členy z obr. 51 na různých jádrech

feritovém jádru má tento člen poněkud větší ztráty, zvláště v rozsahu IV. a V. TV pásma. Pokud bychom proto chtěli symetrizační člen, který obsáhne pouze IV. a V. TV pásmo, je ho možné udělat stejným způsobem vinutí jako na obr. 51, ovšem místo feritového jádra použijeme kostru z organického skla stejného rozměru, avšak menší délky (6 mm). Závislost útlumu na kmitočtu tímto způsobem realizovaného symetrizačního členu je též na obr. 52 křivka 2. Pro představu, jaký vliv na průběh a velikost útlumu má délka použitého jádra symetrizačního členu, je na obr. 52 křivka 3 uvedena ještě stejná závislost pro případ, kdy je použito nezkrácené feritové jádro (podle obr. 50), to znamená dlouhé 12 mm.

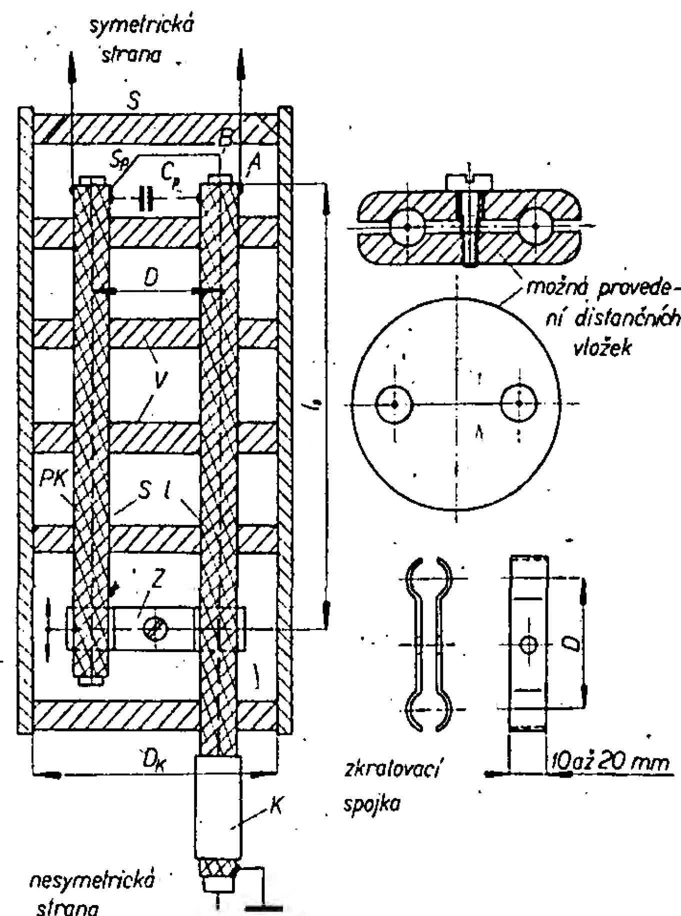
Pokud se týká přizpůsobení, vyhoví tyto členy ve všech případech v kmitočtovém rozsahu, v němž vyhovují i z hlediska útlumu.

Symetrizační člen netransformující impedanci (balun)

Ve vf technice se dosti často objevuje požadavek převést symetrickou impedanci na shodnou impedanci nesymetrickou. Obvod, který tento převod realizuje, je na obr. 53. Nesymetrická impedance, která se objeví na konci souosého napáječe K mezi AB je spojkou Sp připojena k symetrické části obvodu S. Zároveň je však do tohoto místa paralelně zapojena symetrická linka SL, tvořená vnějšími povrchy souosého napáječe (K) a pomocného kabelu (PK) v délce l a zakončená zkratem Z. Převod impedance nesymetrické na symetrickou není impedančně ovlivněn, je-li elektrická délka symetrické linky (SL) $\lambda/4$. Takové vedení na konci zkratované (Z) má téměř nekonečnou impedanci. Prakticky je nutné, aby reaktance linky SL byla zásadně větší než impedance, která je mezi body AB. Někdy se však úmyslně volí tak, že $l \neq \lambda/4$ a reaktance linky SL se využívá k paralelní kompenzaci (zlepšení) impedančních poměrů v přenosových systémech. Je-li např. nutné vykompenzovat kapacitní složky, volíme $l < \lambda/4$, neboť LS má v tomto případě indukční charakter. Naopak při kompenzaci indukční reaktance volíme $l > \lambda/4$. Člen se přesně nastaví experimentálně změnou polohy posuvného zkratu Z.

Při realizaci je možno volit několik variant. Nejjednodušší je na obr. 53. Balun je vytvořen z odizolovaného souosého kabelu, obě větve jsou odděleny izolačními vložkami V např. z organického skla, kovový posuvný zkrat Z je z plechových pásků. Spojkou Sp je vlastně prodloužený střední vodič napájecího kabelu, který je připájen na stínicí plášť pomocného kabelu PK. Střední vodič tohoto kabelu je u daného typu bez funkce, je ponechán volný, zastřižený zároveň se stíněním. Symetrický výstup S je tvořen konci stínění obou kabelů. Rozteč D obou kabelů volíme pro obor VHF asi 30 až 60 mm, pro obor UHF $D = 20$ až 35 mm. Zmenšení rozteče je motivováno zmenšením délky spojky SP, která poněkud zhoršuje symetrii systému. Zároveň ovšem zmenšení rozteče D zmenšuje impedanční širokopásmovost obvodu. Pro výše doporučené rozteče je provozní šířka pásma asi 1:1,5, připustíme-li určité impedanční ovlivnění můžeme obvod provozovat případně i v pásmu 1:2. Vše záleží na souhře impedance, kterou symetrizujeme, s reaktancí paralelní linky SL.

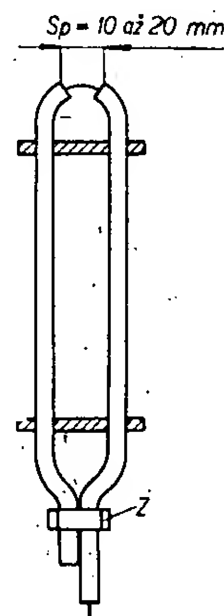
Pokud jde o ochranu proti vlivům povětrnosti je minimálně nutné zakrytovat symetrickou stranu obvodu a kabely symetrické linky SL ochránit nátěrem. Ještě lépe je umístit celý obvod do izolační nebo kovové trubky. Při použití kovové trubky se však poněkud zmenší vlnový odpor symetrické linky SL, čímž se částečně zmenší i širokopásmovost. Průměr kovové trubky volíme přibližně $D_K = 2D$, je-li trubka z izolantu, může být průměr menší.



Obr. 53. Symetrizační člen, který netransformuje impedanci

Nepožadujeme-li ryze širokopásmový provoz, je možno symetrické linky l zkrátit a do paralelní rezonance doladit paralelním kondenzátorem C_p. Zároveň je žádoucí též zmenšit rozteč D symetrické linky SL, aby se úměrně zkrátil spoj S_p. Ten je ostatně možno zkrátit úpravou symetrického konce obvodu podle obr. 54. Obdobně je možno zmenšit délku zkratovacího pásku Z, která rovněž zhoršuje symetrii. Z obr. 54 je zřejmé, že obě tyto úpravy zlepšují mechanickou a tím i elektrickou symetrii obvodu. Jejich realizace je však žádoucí pouze tehdy, je-li $l/D = 5$. Symetrie vyhovuje i pro obvod podle obr. 53.

Tam, kde je nutno zmenšit rozměr balunu bez ztráty širokopásmovosti, je používána úprava spočívající v tom, že každý z obou kabelů tvořících linku SL se svine do tvaru



Obr. 54. Způsob zkrácení symetrického vedení

cívky. Tato alternativa je však mechanicky dosti náročná a lze ji sotva doporučit pro amatérské účely. Totéž platí i o jiných variantách balunu, s nimiž se občas v profesionálních zařízeních setkáváme.

Slučovací člen

Chceme-li přijímat několik TV programů na speciální směrové antény, lze jako první možnost použít pro každou anténu zvláštní svod. Chceme-li se tomuto těžkopádnému způsobu vyhnout (a to především tehdy, chceme-li současně napájet více než jeden TV přijímač), musíme sloučit všechny přijímané signály do jednoho svodu. K tomu účelu slouží slučovací člen. Ten musí mít takové vlastnosti, aby vyhověl několika základním požadavkům.

1. S ohledem na zabezpečení minimálních ztrát musí být útlum slučovaných signálů minimální.
2. Vzhledem k tomu, že elektrické vlastnosti použitých antén musí být zachovány, je nutno, aby jednak impedance jednotlivých vstupů byla v oblasti činnosti příslušných antén s dostatečnou přesností rovna 75 Ω, a jednak se jednotlivé antény nesmí vzájemně ovlivňovat.
3. Vzhledem k tomu, že antény vždy pracují s poměrně malou selektivitou, přijímají kromě užitečného signálu i další signály. Sloučením několika antén může tedy vzniknout rušení, protože signál přijímaný na určitém kanálu bude přicházet nejen od příslušné antény, ale i od ostatních s různým časovým zpožděním. Slučovací člen musí být proto schopen tyto nežádoucí signály potlačit.
4. TV přijímač a hlavně širokopásmový zesilovač pracují správně pouze tehdy, nejsou-li přebuzeny příliš silnými signály v sousedství slabých signálů. Je proto nutné, aby slučovací člen do jisté míry vyrovnával úrovně jednotlivých signálů.

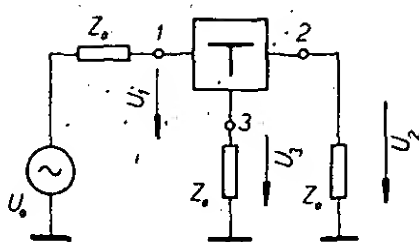
Aby byly tyto požadavky splněny, nestačí pouze jednoduše výkonově přizpůsobit antény např. kombinací odporů; nebyl by splněn totiž hned první požadavek – malé ztráty. Vhodným způsobem je slučování kmitočtovou výhybkou, ovšem za předpokladu, že kmitočty přijímaných signálů jsou od sebe dostatečně vzdáleny.

Další prvek, který je možno použít, je směrový vazební člen. Tento člen umožňuje sloučit dva signály stejného kmitočtu nebo kmitočtově blízké, aniž by se zdroje těchto signálů vzájemně ovlivňovaly. Prakticky to znamená, že útlum těchto členů je různý podle směru průchodu signálu.

V některých případech musíme počítat se selektivními odlaďovači nežádoucích signálů. Ke srovnání úrovně signálů lze použít útlumové členy. Dále si proto probereme základní stavební prvky, které se mohou ve slučovacích členech vyskytnout.

Směrový vazební člen

Směrový vazební člen je pasívní prvek, který si můžeme představit jako stavební jednotku se třemi výstupními svorkami (viz obr. 55). Činnost tohoto členu si vysvětlíme pro případ odbočovače. Stejné závěry však platí i pro slučování dvou signálů. Prakticky bývá řešen tak, aby impedance všech výstupů byla stej-



Obr. 55. Schematické znázornění směrového vazebního členu

ná, Z_0 = 75 Ω. Vnější svorky označíme čísly *1* až *3*, přičemž svorka *1* je vstupní, *2* výstupní a *3* vazební nebo též odbočovací. Připojíme-li na vstupní svorku zdroj vf signálu o vnitřní impedanci 75 Ω tak, že na svorce *1* bude napětí U_1, bude na svorce *2* napětí U_2 a na *3* U_3. Přitom předpokládáme, že oba konce budou zatíženy impedancí 75 Ω. Poměry těchto napětí potom určují charakteristické vlastnosti členu.

Průchozí útlum je určen poměrem napětí na vstupu a výstupu. To znamená, že určuje, jak se zmenší signál průchodem mezi svorkou *1* a *2*. Jeho velikost se udává v [dB] a je proto dána vztahem

$$a_P = 20 \log \frac{U_1}{U_2} \quad [\mathrm{dB}] \qquad (18).$$

S ohledem na použití je třeba říci, že nezáleží na tom, prochází-li signál od svorky *1* ke *2* nebo naopak. Je však vždy žádoucí, aby průchozí útlum byl minimální.

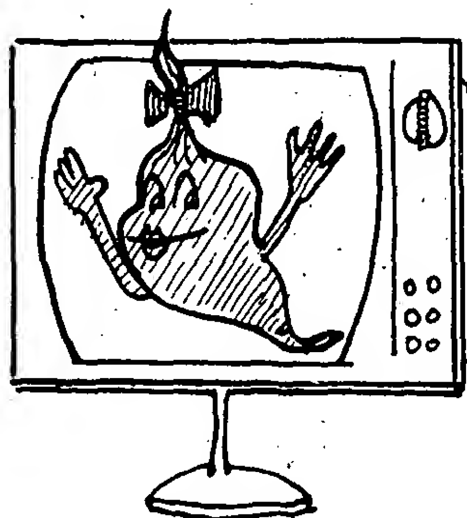
Útlum mezi svorkami *1 a 3* je určující veličinou pro dané provedení. Bývá označován jako vazební nebo odbočovací útlum, podle funkce, kterou daný prvek plní. Udává buď o co se zmenší signál při odbočení z hlavního směru, nebo při slučování udává útlum signálu, který prochází ve směru *3* a *1*. Vazební útlum je dán poměrem napětí U_1 a U_3.

$$a_v = 20 \log \frac{U_1}{U_3} \quad [\mathrm{dB}] \qquad (19).$$

Další charakteristická veličina určuje velikost útlumu ve směru, v němž požadujeme maximální oddělení. Nazýváme ji zpětný útlum. Tato veličina udává útlum, který bude stát v cestě signálu, který přichází z opačné strany, tedy při průchodu mezi svorkami *2* a *3*. Měřit ho můžeme tak, že přivedeme signál o velikosti U_{2z} na svorku *2*. V tom případě bude na výstupu *3* napětí U_{3z}. Velikost zpětného útlumu potom bude

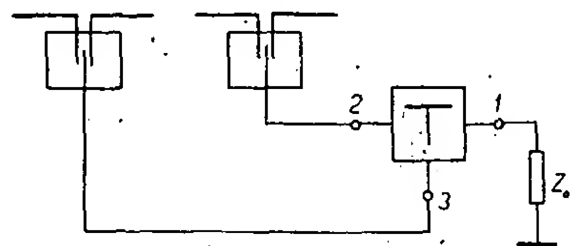
$$a_z = 20 \log \frac{U_{2z}}{U_{3z}} \quad [\mathrm{dB}] \qquad (20).$$

U prakticky realizovaných směrových vazebních členů volíme vazební útlum podle jejich účelu. Přitom velikost a_v ovlivňuje průchozí útlum. Kupříkladu směrový vazební člen o vazebním útlumu a_v = 10 dB bude mít



průchozí útlum asi 1 dB; při větším odbočovacím útlumu bude a_p menší. Pokud budeme vazební útlum zmenšovat, bude se průchozí útlum zvětšovat až do (teoreticky) 3 dB, kdy se bude vazební útlum rovnat průchozímu. Takovému členu se potom říká rozbočovací. V praxi ho lze realizovat s útlumem 3,5 až 4 dB. Velikost zpětného útlumu požadujeme vždy co největší. Bývá to pravidelně 30 dB nebo i více podle provedení a kmitočtu přenášeného signálu.

Směrový vazební člen ke sloučení signálů ze dvou antén je schématicky znázorněn na obr. 56. Jeho charakteristické vlastnosti (ú-



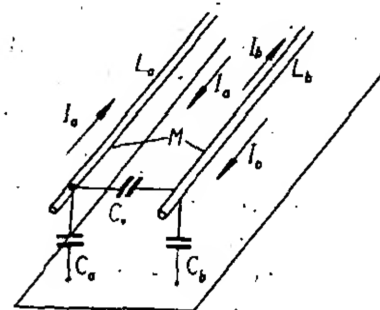
Obr. 56. Schematické znázornění sloučení dvou antén směrovým vazebním členem

tlum mezi svorkami *2–1*, *3–1* a *2–3*) odpovídají tomu, co jsme již uvedli. Musí však být respektovány podmínky, které jsou předpokladem správné funkce: kmitočty obou kanálů musí být blízké, aby platila podmínka, že vstupy *2 a 3* budou zatíženy v uvažovaném kmitočtovém rozsahu impedancí 75 Ω. Dále nesmíme zapomínat, že útlumy mezi svorkami *2–1* a *3–1* jsou různé. Toho můžeme využít k vyrovnání případných rozdílů v úrovni přijímaných signálů. Přijímá-li anténa B podstatně silnější signál než anténa A, použijeme slučovací člen s vazebním útlumem kupř. 15 dB. V tom případě bude úbytek signálu antény A v slučovači zanedbatelný. Pokud budou mít signály z antény A i B stejnou úroveň, je možno u kmitočtově blízkých signálů použít směrový slučovací člen, u něhož bude útlum obou větví stejný (bude asi 3,5 až 4 dB).

Oddělení obou antén (tj. útlum mezi svorkami *2–3*) bude v každém případě 20 až 30 dB.

Směrový vazební člen z vedení

Tento typ směrových vazebních členů se skládá ze dvou vodičů, vzájemně vázaných elektromagnetickým polem, společně stíněných. Základní uspořádání je na obr. 57.



Obr. 57. Zásadní provedení směrového vazebního členu z vedení

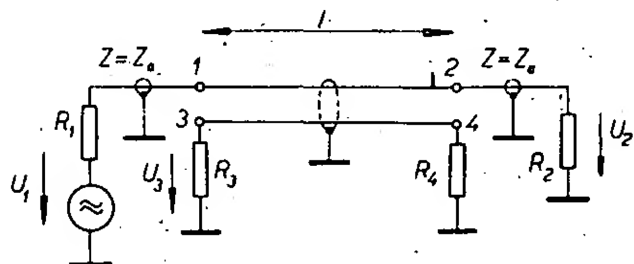
Přitom C_a a C_b jsou kapacity vodiče příslušné délky proti stínění, L_a a L_b jsou indukčnosti vodičů těchto délek, C je kapacita mezi vodiči, M vzájemná indukčnost.

Podobně jako u vedení je charakteristická impedance

$$Z_a = \frac{L_a}{C_a} \text{ a } Z_b = \frac{L_b}{C_b}$$

Požadujeme, aby u směrového vazebního členu byly charakteristické impedance obou vedení stejné ($Z_a = Z_b$).

Pro správnou činnost je dále nutné, aby všechny výstupní svorky *1* až *4* podle obr. 58 byly zatíženy odpory o Z_0, to znamená, že R_1 až R_4 = 75 Ω.



Obr. 58. Zapojení směrového vazebního členu z vedení

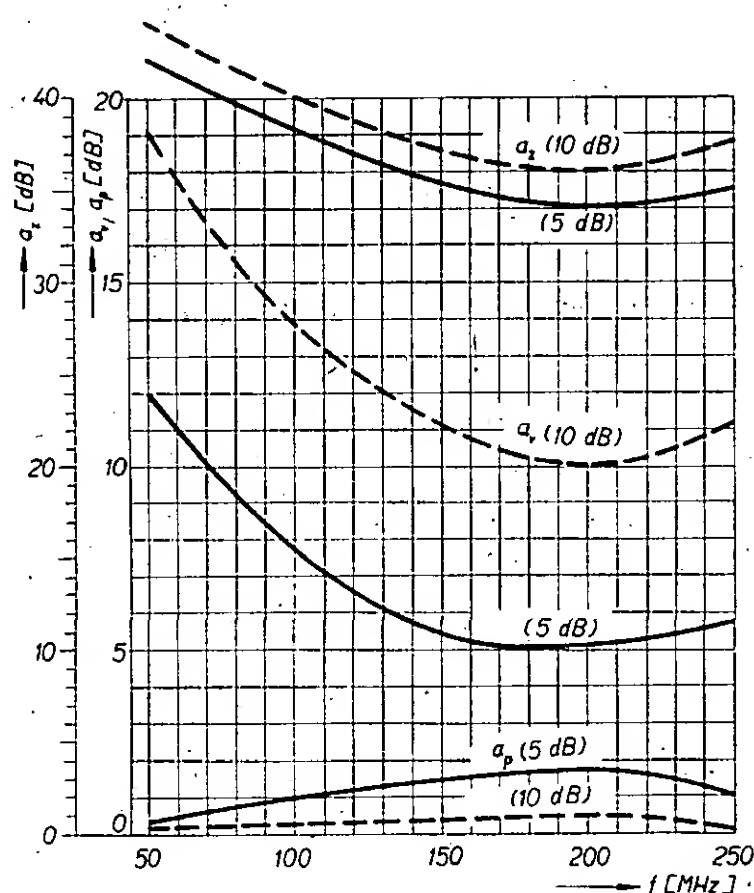
Vazba mezi oběma vodiči (*a*, *b*) je určena poměrem napětí U_3/U_1. Poměr není stálý, závisí na relativní délce vedení a jeho geometrickém uspořádání. Je-li $l = \lambda/4$, rovná se tento poměr činiteli vazby mezi vodiči *a*, *b*. Potom

$$\frac{U_3}{U_1} = \frac{M}{L_a} = k \qquad (21).$$

Činitel vazby přímo určuje minimální vazební útlum, který byl již dříve definován z poměru napětí na vstupní a odbočovací svorce:

$$a_v = 20 \log \frac{U_1}{U_3} = 20 \log \frac{1}{k} \qquad (22).$$

Podobně zůstávají v platnosti též výrazy pro průchozí a_p a zpětný a_z útlum, které byly již uvedeny. Závislost jednotlivých útlumů na přenášeném kmitočtu je na obr. 59. Vidíme, že při zmenšujícím se minimálním vazebním

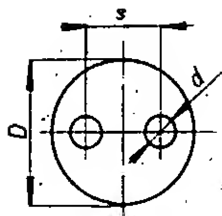


Obr. 59. Závislost vazebního a_v, průchozího a_p a zpětného a_z útlumu na kmitočtu pro směrové vazební členy z obr. 58, tab. 5 pro a_v = 5 a 10 dB

útlumu se zvětšuje průchozí útlum, až při teoretické hodnotě 3 dB budou oba stejné.

Tento typ směrového vazebního členu můžeme realizovat ve tvaru stíněného dvojvodiče podle obr. 60. Použijeme-li jako dielektrikum zalévací hmotu Lukopren N 1522, budou pro minimální vazební útlumy 5, 10 a 15 dB rozměry vedení podle tab. 5.

Na obr. 59 jsou závislosti průchozího, zpětného a vazebního útlumu na přenášeném



Obr. 60. Směrový vazební člen tvaru stíněné dvojvodiče

Tab. 5. Rozměry směrového vazebního členu podle obr. 60

Vazební útlum A_v [dB]	D [mm]	d [mm]	S [mm]
5	5	0,375	0,7
10	5	0,5	1,4
15	5	0,5	2

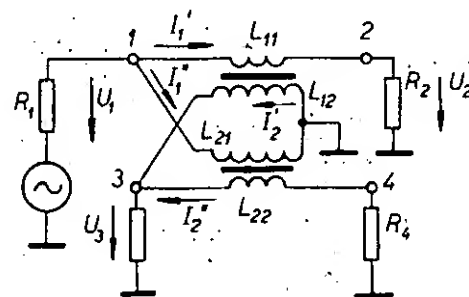
kmitočtu u směrových vazebních členů, jejichž rozměry odpovídají údajům v tab. 5. Délka vazebních členů je ve všech případech l = 225 mm. Vidíme, že pracovní kmitočet je ve všech případech 200 MHz, což odpovídá délce $\lambda/4$ = 375 mm ve volném prostoru; činitel zkrácení použité zalévací hmoty je proto 0,6. Podle toho by bylo třeba např. pro IV. TV pásmo, 24. kanál použít délku vedení 9 cm.

Pokud jde o přizpůsobení, lze dosáhnout ČSV ≦ 1,2, ovšem za předpokladu dokonalé přesnosti fyzikálních rozměrů vedení.

Použitá zalévací hmota Lukopren je silikonová kaučuková pasta, která vulkanizuje na vzduchu při pokojové teplotě. Její elektrické i mechanické vlastnosti jsou velmi dobré. Snáší teploty do 300 °C. Nedostatkem je, že narušuje měděné a stříbrné povrchy. Je proto třeba používat pocínované nebo jinak povrchově upravené vodiče.

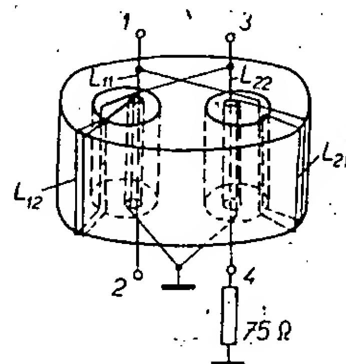
Realizace transformátorového směrového vazebního členu

Tento člen používá dva vf transformátory, zapojené tak, aby při cestě signálu v jednom směru se dílčí složky napětí sčítaly, zatímco u signálu přicházejícího opačným směrem se dílčí složky napětí vzájemně ruší. Zapojení a složky proudů a napětí jsou na obr. 61. Proud ze zdroje vf signálu se dělí na dvě složky I'_1 a I''_1. Proud I'_1 při průtoku vinutím L_{11} indukuje v L_{12} proud I'_2. Tento proud vytvoří na zátěžích R_3 a R_4 napětí. Druhá složka I''_1 proudu podobně indukuje v L_{22} proud I''_2, který též vytvoří na R_3 a R_4 napětí a sice takové, že na odporu R_3 budou ve fázi a vytvoří napětí U_3, zatímco na R_4 budou v protifázi. Přitom je samozřejmě důležité, aby oba transformátory měly dokonale stejný přenos jak co do amplitudy, tak i fáze a to v širokém kmitočtovém rozsahu. Vazební útlum je potom určen převodem těchto transformátorů.



Obr. 61. Zapojení transformátorového směrového vazebního členu

Pokud jde o vlastní realizaci, je vhodné použít dvojděrové jádro používané pro symetrizační členy z hmoty N1 (obr. 50). Přitom je nutné, aby délka jádra byla 8 mm. Oba transformátory jsou navinuty stejným lakovaným vodičem o ∅ asi 0,3 mm (obr. 62). Vinutí L_{12} a L_{21} určují velikost vazebního



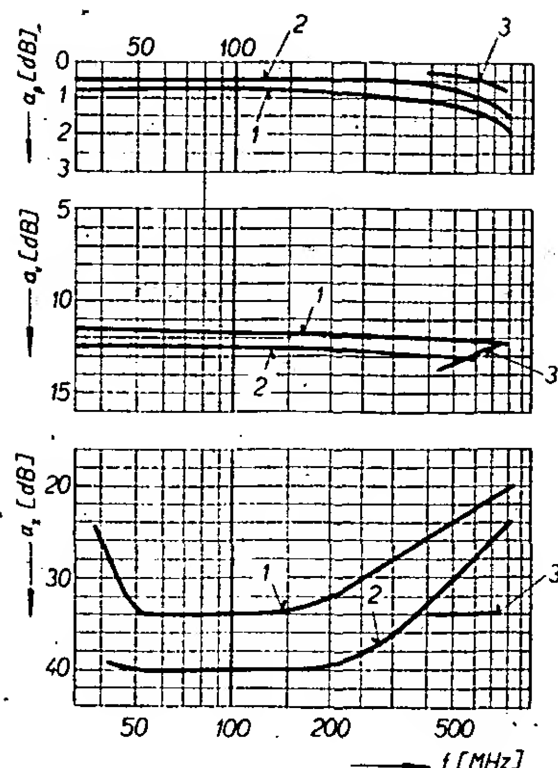
Obr. 62. Transformátorový směrový vazební člen (L_{12} a L_{21} mají po 2,5 z)

útlumu a jejich vliv vidíme na diagramech v obr. 63. Charakteristiky *1* platí pro případ, kdy L_{12} a L_{21} mají 2,5 závitu a charakteristiky *2* pro případ, že L_{12} a L_{21} = 3,5 závitu. Je třeba ještě upozornit na to, že vodiče L_{11} a L_{22} jsou umístěny v tenké špagetě (nejlépe silikonové) společně s první 1/2 závitu vinutí L_{12} a L_{21} na straně, která je uzemněna (obr. 62).

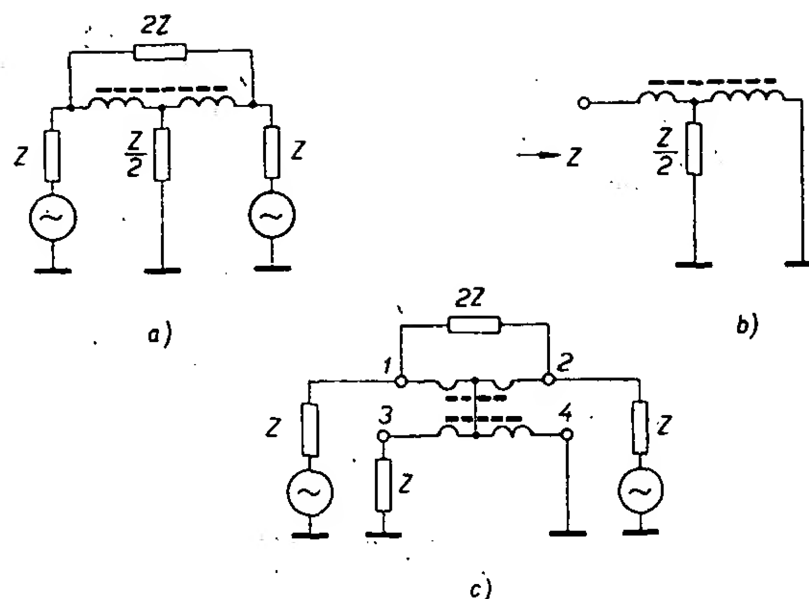
Z diagramu na obr. 63 též vidíme, že tento typ vazebních členů má větší průchozí útlum, zvláště v oblasti IV. a V. TV pásma. Je způsoben ztrátami ve feritovém jádru. Speciálně pro rozsah IV. a V. TV pásma můžeme však použít stejně provedený transformátorový člen, který je navinut na kostru např. z organického skla, jejíž rozměry a tvar odpovídají přesně feritovému dvouděrovému jádru. Průběhy těchto útlumů při $L_{21} = L_{12}$ = 2,5 závitu jsou na obr. 63 uvedeny jako křivky *3*.

Pokud jde o přizpůsobení, je možno předpokládat, že při pečlivém vinutí a krátkých přívodech ke vstupním a výstupním svorkám a k odporu 75 Ω, kterým je zakončen vývod *4*, dosáhneme ČSV ≦ 1,5, což je pro účely malého rozvodu vyhovující.

Příklad konstrukčního řešení bude ukázán při návrhu kompletního slučovacího členu.



Obr. 63. Průběhy průchozího a_p, vazebního a_v a zpětného a_z útlumu transformátorových směrových vazebních členů



Obr. 64. Schematické znázornění hybridního členu (a), impedančního transformátoru pro hybridní člen (b), úplného slučovacího (rozbočovacího) členu s hybridem (c)

Jiným případem jejich využití jsou odbočovací členy v domovní rozvodné síti. V ní slouží jako instalační prvky a musí být po této stránce mechanicky zabezpečeny.

Transformátorový slučovač dvou kanálů

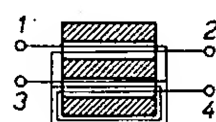
Tento člen je možno řešit pomocí vedení. Musíme se však smířit s jeho funkcí pouze v úzkém oboru kmitočtů. Druhou možností je použít tzv. hybridní člen. Ten má tu vlastnost, že dva zdroje stejného kmitočtu o impedanci Z můžeme sloučit na jedné zátěži 1/2 Z, aniž by se vzájemně ovlivňovaly. Schématicky je hybridní člen znázorněn na obr. 64a. Budeme-li slučovat signály různých kmitočtů, rozdělí se přiváděná energie z jednoho zdroje mezi dvě zátěže tak, aby se nemohly vzájemně ovlivňovat.

Z toho co bylo uvedeno, vidíme, že obvod nemůžeme použít samostatně, protože by způsobil velkou chybu nepřizpůsobením. Potřebné zátěže hybridního členu 1/2 Z musíme dosáhnout transformací. Nedílnou součástí slučovacího nebo rozbočovacího členu musí být proto kromě hybridního obvodu ještě širokopásmový transformátor s převodem impedance 2:1. Schématické znázornění tohoto transformátoru je na obr. 64b a kompletního slučovacího, popř. rozbočovacího členu na obr. 64c. Způsob vinutí na dvojděrovém feritovém jádře je na obr. 65.

Vinutí je na dvojděrovém feritovém jádře pro symetrizační člen o rozměru 15 × 8 × 12 mm z materiálu N1. Zkracovat jádro na 8 mm není vhodné, protože se tím zhoršuje přizpůsobení při 50 MHz. Chceme-li zaručit parametry tohoto členu v rozsahu od I. do V. TV pásma, je k vinutí třeba použít pásek o šířce 3 mm a tloušťce 0,4 mm. Jako izolace a dielektrikum mezi závity je třeba použít teflonový pásek tloušťky 0,5 mm.

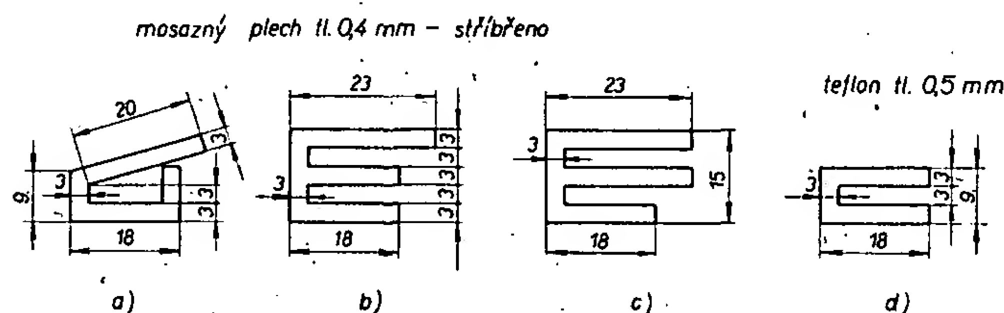
Nákresy dílů, z nichž je sestaveno vinutí, jsou na obr. 66. K sestavení jednoho členu je třeba po jednom dílu podle obr. 66a, b, c a dvou kusů izolačních vložek (obr. 66d). Způsob sestavení vysvětlíme podle obr. 67a až d:

1. Vyšrafované plochy *a* až *c* pocínujeme.
2. Tvar dílu na obr. 66a upravíme na tvar podle obr. 67a.

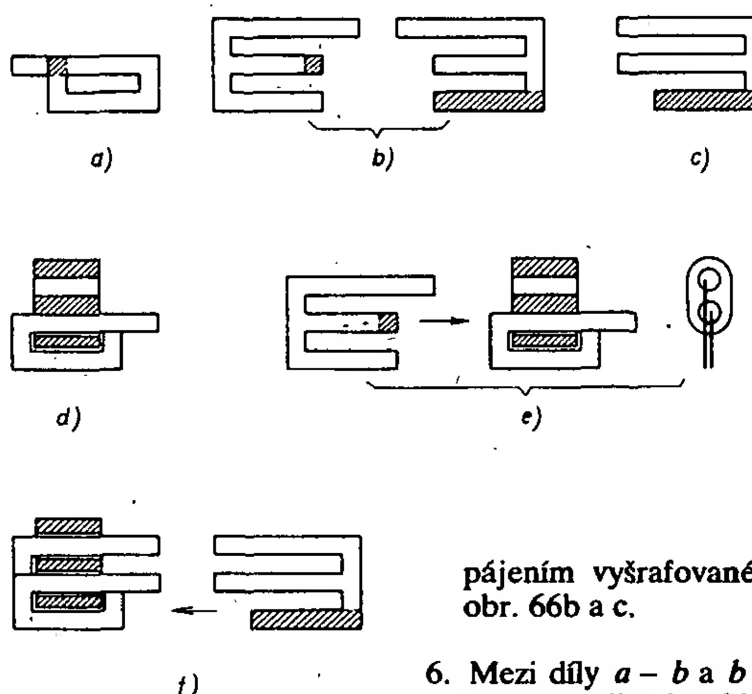


Obr. 65. Vinutí hybridního slučovacího členu na dvojděrovém feritovém jádře

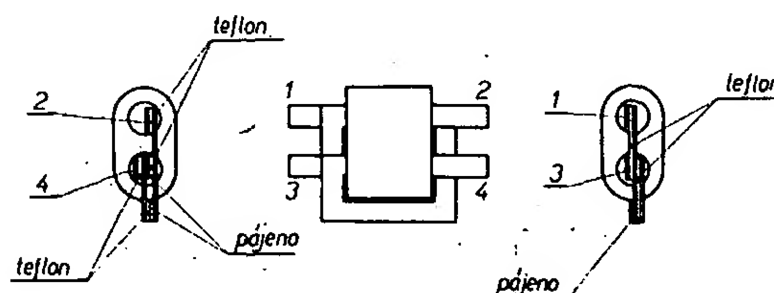
3. Díl na obr. 66a vsuneme do feritového jádra podle obr. 67d.
4. Díl na obr. 66b zasuneme do jádra pod díl na obr. 66a a to podle obr. 67e a spájíme vyšrafované plochy.
5. Díl na obr. 66c zasuneme do jádra pod díl na obr. 66b podle obr. 67f a spojíme pájením vyšrafované plochy dílu podle obr. 66b a c.
6. Mezi díly *a* – *b* a *b* – *c* vložíme izolační vložky podle obr. 66d.



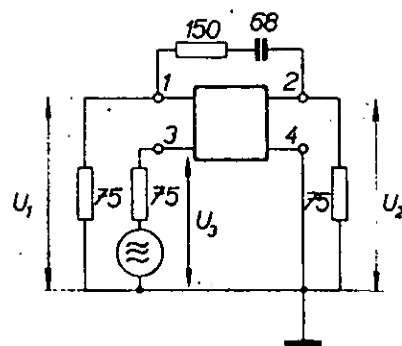
Obr. 66. Díly vinutí hybridního slučovacího členu



Obr. 67 Postup při skládání dílů vinutí hybridního slučovacího členu



Obr. 68. Sestavený hybridní slučovací (rozbočovací) člen



Obr. 69. Schematické zapojení slučovacího (rozbočovacího) členu

Mechanické provedení sestaveného slučovacího členu je na obr. 68. Schéma zapojení celého slučovacího nebo rozbočovacího členu je zřejmé z obr. 69. Kondenzátor 68 pF v sérii s odporem 150 Ω je nutný s ohledem na vyrovnání fáze v celém kmitočtovém rozsahu. Stanovení charakteristických veličin je obdobné jako u směrového vazebního členu. Označení vývodů je však s ohledem na konstrukční provedení jiné. Pro představu je výhodnější funkce rozbočovacího členu. V tom případě platí, že přivedeme-li na svorku *3* ze zdroje o impedanci 75 Ω signál U_3, obdržíme na svorkách *1* a *2*, za předpokladu, že budou zatíženy impedancí 75 Ω, napětí U_1 a U_2. Pro rozbočovací útlum zde platí

$$a_r = 20 \log \frac{U_3}{U_1} = 20 \log \frac{U_3}{U_2} \quad \text{[dB]} \qquad (23).$$

Stejnou velikost má potom i slučovací útlum při inverzním použití tohoto členu (na svorky *1* a *2* připojíme zdroje signálů o impedanci 75 Ω a svorka *3* představuje výstup zatížený též 75 Ω).

Oddělovací útlum určuje, jak velkým útlumem jsou odděleny zdroje nebo zátěže připojené v bodech *1* a *2*. Prakticky ho zjistíme měřením napětí U_2 na zátěži 75 Ω v bodě *2*. Pokud přivedeme do bodu *1 napětí* U_1, bude platit

$$a_{od} = 20 \log \frac{U_1}{U_2} \quad \text{[dB]} \qquad (24).$$

Elektrické parametry tohoto členu jsou:

slučovací (rozbočovací) útlum v rozsahu I. a III. TV pásma 3,5 dB (max. 4,2 dB). V rozsahu IV. a V. TV pásma 4 dB (max. 4,4 dB);

oddělovací útlum v celém rozsahu I. až V. TV pásma je větší než 20 dB;

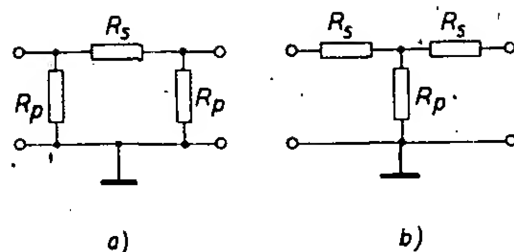
přizpůsobení (ČSV) všech výstupů v celém kmitočtovém rozsahu je lepší než 1,5.

Pokud se týká provedení, platí totéž, co bylo uvedeno ve stati o transformátorových směrových vazebních členech.

Útlumový člen

Chceme-li z nějakého důvodu zmenšit vf signál, rozváděný vedením, nesmíme tak učinit kupř. zařazením odporového děliče. Porušili bychom tím zásadu, že všechny díly rozvodu musí mít vstupní i výstupní impedanci rovnu charakteristické impedanci, tj. 75 Ω. Musíme proto použít tzv. útlumový člen. Je to odporový článek tvaru Π nebo T, který zaručuje určitý útlum a přitom má na vstupní i výstupní straně impedanci 75 Ω (obr. 70). V tab. 6 jsou uvedeny odpory R_s a R_p, které jsou nutné pro získání požadovaného útlumu.

Pokud se týká konstrukce, je nutné dodržet zásady nevyhnutelné u všech zařízení, která musí zpracovávat kmitočty VKV a UKV: především zaručit minimální parazitní indukčnosti a kapacity. Prakticky proto musíme zkrátit přívody odporů, jak je to jen možné. Pokud není příslušný odpor v řadě, je nutno požadovanou hodnotu složit paralelním řazením, nikdy sériovým. Pro dosažení minimálních parazitních kapacit je nutno se vyvarovat malých vzdáleností mezi živými body a zemí. To platí zejména při použití techniky plošných spojů.



Obr. 70. Odporový útlumový článek Π (a) a T (b)

Tab. 6. Odpory R_s a R_p útlumových článků Π a T pro požadovaný útlum

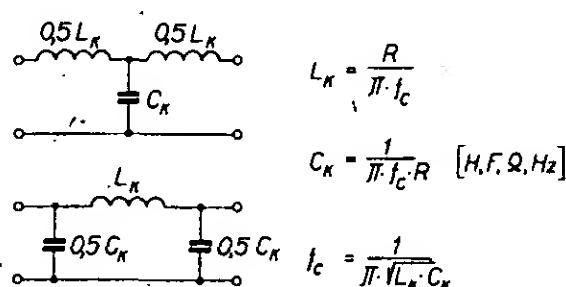
Útlum [dB]	Článek Π		Článek T	
	R_s[Ω]	R_p[Ω]	R_s[Ω]	R_p[Ω]
1	9	1650	4,2	650
2	17	660	8,5	330
3	26	430	13	215
4	34	330	17	155
5	45	265	22	120
6	55	230	26	97
7	67	200	29	81
8	80	175	33	69
9	93	160	36	60
10	106	145	40	51
11	125	135	44	44
12	140	125	46	39
13	160	120	48	34
14	185	110	50	31
15	210	106	53	27

Kmitočtové filtry

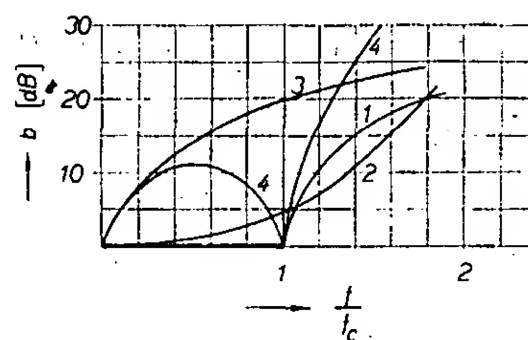
Jak již bylo řečeno, slučovací jednotka se skládá jednak z kmitočtových filtrů, jednak ze směrových hybridních prvků. Většinou se dává přednost kmitočtovým filtrům, neboť ty mají podstatně menší útlum než směrové prvky. Navíc směrové prvky vyžadují pro správnou funkci dobré impedanční přizpůsobení na všech vstupech.

Kmitočtové filtry lze zásadně rozdělit na horní, popř. dolní propusti a na pásmové propusti. Začněme tedy propustmi. Nejjednodušší filtry tohoto typu jsou tzv. Zobelovy filtry *k*. Jsou charakterizovány tím, že jejich podélná (Z_1) a příčná reaktance (Z_2) jsou vzájemně inverzní, přičemž konstanta inverze byla označena písmenem *k*, tedy $Z_1 Z_2 = k$. Odtud jejich název filtry *k*.

V obr. 71 je schéma dolní propusti v provedení jako článek T, popř. jako článek Π. Na obrázku nalezneme i výrazy pro mezní kmitočet f_c [Hz], což je nejvyšší kmitočet propustného pásma, a velikosti veličin L_K [H] a C_K [F] pro daný zakončovací odpor R [Ω]. V obr. 72 je pro oba typy filtrů útlum *b* v závislosti na poměrném kmitočtu f/f_c pro různé zakončovací impedance. Křivka *1* platí pro idealizovaný případ, kdy je filtr zakončen vždy svou charakteristickou impedancí Z_0, idealizovaný proto, protože Z_0 Zobelových článků *k* je veličina kmitočtově značně závislá. Praxi bližší je křivka *2*, kdy je filtr zakončen konstantním reálným odporem *R*, pro který byl filtr vypočten (viz výrazy pro L_K, C_K v obr. 71). Většinou bude R = 75 Ω. Křivka *3* platí pro zakončení malými impedancemi, konkrétně pro $Z = 0{,}1R$. Naopak křivka *4* platí pro zakončení velkými impedancemi, zde pro $Z = 10R$. Útlumový pól, tj. kmitočet maximálního útlumu, je pro $f = \infty$.

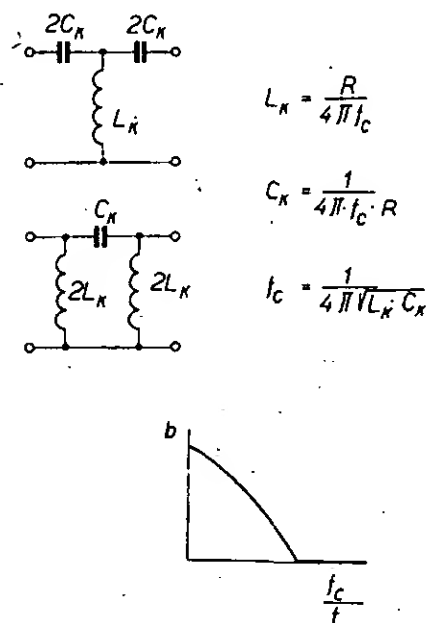


Obr. 71. Dolní propust, článek k



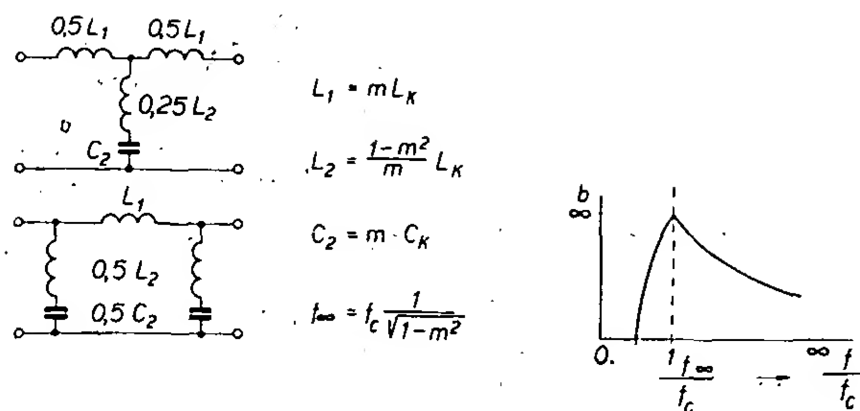
Obr. 72. Závislost útlumu dolní propusti na kmitočtu

V obr. 73 je Zobelův filtr *k* ve formě horní propusti jako článek T, popř. ekvivalentní článek Π, spolu s výrazy pro mezní kmitočet f_c, C_K a L_K pro zakončení daným reálným odporem *R*. V obr. 73 je též zidealizovaný průběh útlumu *b* pro zakončení kmitočtově závislou charakteristickou impedancí filtru (Z_0). Průběh útlumu v obr. 73 je analogický útlumu v obr. 72 s tím rozdílem, že útlumový pól je pro $f = 0$. Rovněž vlivy zakončovacích impedancí jsou obdobné jako u dolní propusti. Křivka v obr. 73 odpovídá křivce *1* v obr. 72.

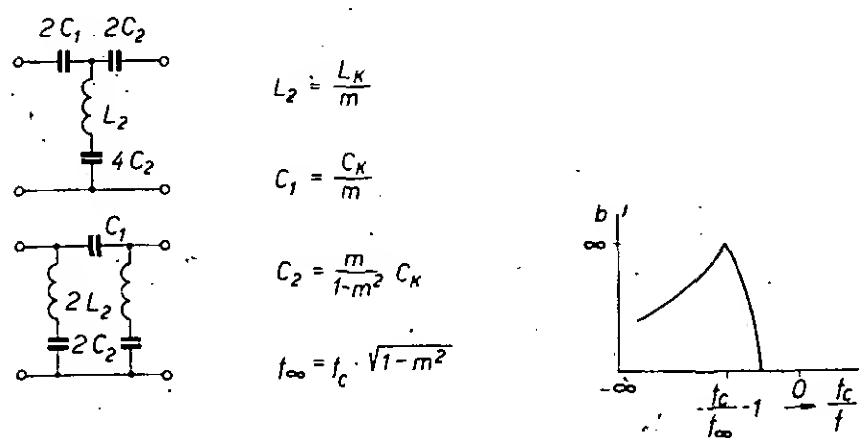


Obr. 73. Horní propust, článek k

Zmínili jsme se o tom, že Z_0 filtrů *k* je veličina kmitočtově závislá. Značně se mění obzvláště v okolí mezního kmitočtu f_c. Připustíme-li maximální odchylku Z_0 od zakončovacího odporu *R* o asi 30 %, tj. $Z_0 = 0{,}7R$ pro článek T, popř. $Z_0 = 1{,}3R$ pro článek Π, pak je nutno provozovat filtr nikoli od f_c, nýbrž od kmitočtu asi o 30 % vyššího či nižšího podle typu filtru, tedy pro horní



Obr. 74. Dolní propust, článek m



Obr. 75. Horní propust, článek m

propust od kmitočtu $1{,}3f_c$ výše, pro dolní propust do kmitočtu $0{,}7f_c$. Položíme-li si tvrdší požadavek na impedanci, např. aby max. odchylka Z_0 byla asi 17 %, tj. $Z_0 = 0{,}83R$, popř. $Z_0 = 1{,}17R$, pak provoz je možný u horní propusti teprve od kmitočtu $2f_c$ výše, u dolní propusti pouze do kmitočtu $0{,}5f_c$. Požadavek, aby $R = Z_0$ je splnitelný pouze teoreticky pro $f = \infty$ u horní propusti, popř. pro $f = 0$ pro dolní propust. Souhrnně tedy platí, že impedanční funkce filtrů *k* je tím lepší, čím je provozní kmitočtová oblast vzdálenější od f_c. To je jeden ze zásadních nedostatků filtrů *k*.

Rovněž z hlediska útlumu nejsou vlastnosti filtrů *k* nijak vynikající (viz křivky v obr. 72). Hrana přenosové charakteristiky je málo strmá, což vyplývá ze skutečnosti, že pól útlumu nastává pro $f = \infty$, popř. pro $f = 0$. Přesto se tyto filtry dosti často užívají např. ve slučovacích jednotkách TV rozvodu. Jejich návrh i realizace jsou totiž velmi jednoduché. Zvětšit útlum, popř. strmost hrany přenosové charakteristiky lze pouze zařazením článků do kaskády. Tohoto způsobu se však využívá poměrně málo, většinou pouze v kombinaci s jinými útlumovými články tam, kde je třeba doplnit filtr obvodem s útlumovým pólem na okraji značně širokého kmitočtového pásma.

Zobelovy články *k* jsou v obr. 71, 73 jednak jako článek T a jednak jako článek Π. O použití určitého typu rozhoduje jednak snazší realizovatelnost pro daný případ, jednak impedanční poměry v nepropustném pásmu: pro článek T konverguje vstupní a výstupní impedance k ∞, pro článek Π k 0. Oba typy článků lze i kombinovat. Impedanční poměry v nepropustném pásmu jsou pak dány převážně typem vstupního a výstupního článku.

Potřebujeme-li propust s větší strmostí čela přenosové charakteristiky, je možno použít Zobelovy filtry *m*. Návrh vychází z článků *k*, upravených např. tak, že podélná větev má reaktanci *mX*, kde *X* je reaktance této větve v článku *k* a *m* je konstanta, podle níž má obvod název. Příčná větev obsahuje v tomto případě rezonanční obvod, který je opět v jistém vztahu ke článku *k*. Praktické provedení dolní propusti jako článku *m* spolu s údaji jednotlivých prvků je v obr. 74. Upozorňujeme, že údaje C_K a L_K potřebné k určení C_1, C_2, L_1, L_2 jsou totožné s C_K, L_K pro články *k* a vypočteme je z rovnic v obr. 71. Konkrétní výpočet všech článků *m* začneme tedy vždy určením korespondujících údajů C_K, L_K pro články *k*.

Tvar přenosové charakteristiky je na obr. 74 spolu s výrazem pro výpočet polohy útlumového pólu $f\infty$ z konstanty *m*. Volba konstanty *m* má pro celý návrh velký význam. Jednak určuje polohu pólu (výraz v obr. 74), jednak značně ovlivňuje impedanční poměry. Optimální je $m \doteq 0{,}6$. V tomto případě je možno filtr použít až do těsné blízkosti mezního kmitočtu f_c, provozní pásmo může začít již 5–10 % od kmitočtu f_c. Použitelné rozmezí $m \doteq 0{,}4$ až 0,8. Provozní pásmo je v tomto případě nutno posunout o 10 až 25 % od f_c. Také v tomto případě jsou však impedanční poměry zásadně výhodnější než u článků *k*.

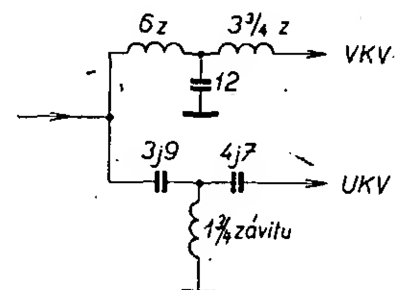
Další, lze říci hlavní výhodou článků *m* je jejich útlumová charakteristika. Pól útlumu je posunut blíže k f_c. Čelo charakteristiky je podstatně strmější. Zásadním přínosem je nutnost použít rezonanční obvody.

Všechny filtry s rezonančními obvody jsou uváděny v několika alternativách: jednak jako články T a Π, jednak s paralelními nebo sériovými rezonančními obvody. O rozdílech mezi články Π a T jsme již psali (platí, co bylo řečeno o článcích *k*). Pokud jde o typ rezonančních obvodů, rozhodují obvykle různá detailní elektrická hlediska, jako velikost *L*, *C* pro to které zapojení, zmenšování nežádoucích vazeb, délka spojů apod. Častěji se dává přednost sériovým rezonančním obvodům, které umožňují prakticky likvidovat spoje kondenzátorů použitím terčíkových kondenzátorů; jsou výhodnější i z hlediska škodlivých vazeb.

Obdobně lze vytvářet i horní propusti, články *m* tohoto typu jsou v obr. 75 spolu s výrazy pro výpočet indukčností a kapacit; L_K a C_K určíme opět z výrazů pro horní propust z článku *k* v obr. 73.

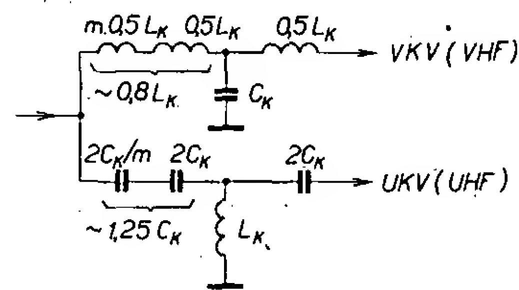
Z uvedených Zobelových článků *m* se sestavují složitější filtry. Úkolem návrhu je rozmístit póly útlumu tak, aby minimální útlum mezi póly byl vždy stejný a dosahoval požadované velikosti. Řešit výše uvedený problém pro malý počet kaskádně řazených článků *m* lze např. tak, že se zkusmo „sečtou" jejich charakteristiky a udělá se optimalizace. Existuje i možnost řešit úkol graficky pomocí speciální šablony. Profesionálně se filtry většinou navrhují pomocí tzv. katalogů, které obsahují prakticky všechny požadované varianty filtrů.

Uvedené filtry jsou velmi často používány jako *výhybky*, což jsou kombinace horní a dolní propusti, jejímž účelem je sloučit či rozdělit dva signály patřičně kmitočtově vzdálené. Typickým případem je výhybka VKV–UKV (VHF–UHF), používaná pro sloučení nebo rozdělení TV signálů I. až III. pásma a IV. a V. pásma. Běžně používané zapojení je na obr. 76. Při návrhu výhybky



Obr. 76. Použitelné zapojení výhybky

vycházíme z výrazů pro články *k*, popř. *m*. Spojíme-li však dva takové filtry ve výhybku, bude výsledek nevalný. Vzájemným působením obou filtrů se poruší činnost, především z hlediska impedančního. Existuje však velmi vtipná úprava, která tento problém řeší. Matematicky lze dokázat, že se činnost filtru plně obnoví, přiřadíme-li oběma filtrům reaktance podle obr. 77, tedy dolní propusti

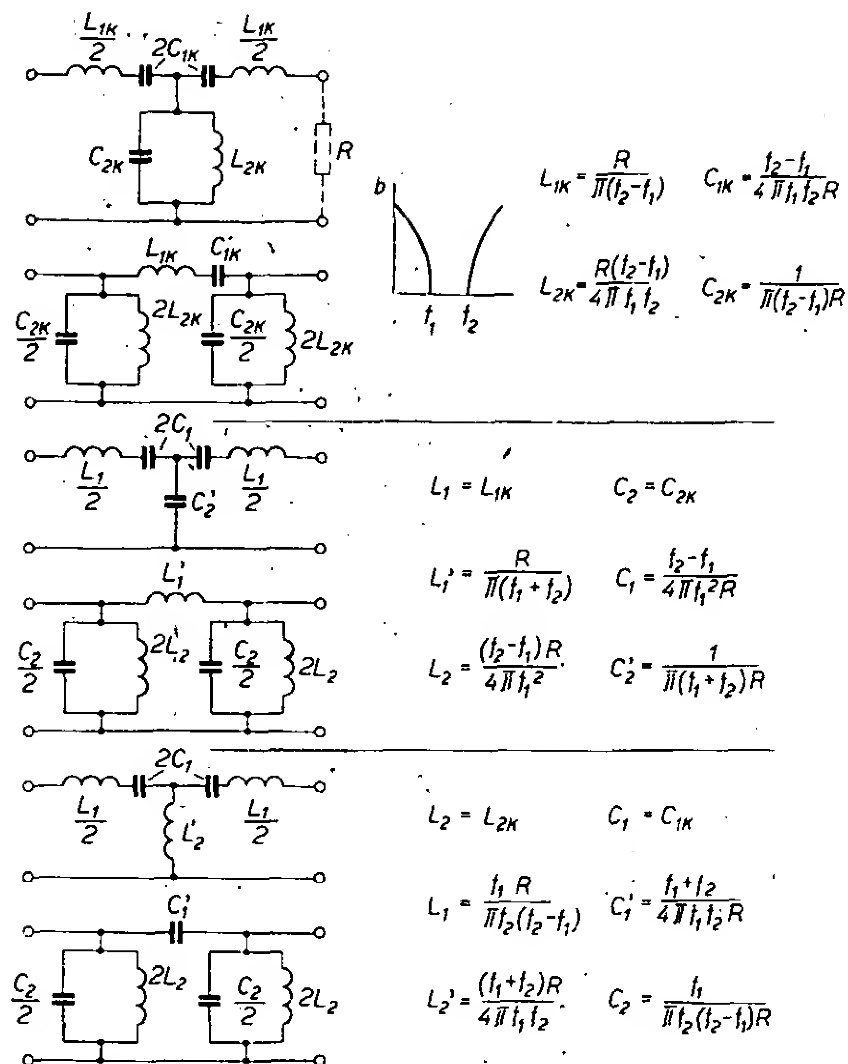


Obr. 77. Upravené výhybky

indukčnost $mL/2$, horní propusti kondenzátor $2C/m$. Optimální konstanta $m \doteq 0{,}6$ (jako u článků *m*). Prakticky to znamená, že vstupní indukčnost zvětšíme z 0,5 *L* na $0{,}5\,L + (0{,}6 \cdot 0{,}5)\,L = 0{,}8\,L$, zatímco kondenzátor zmenšíme z $2C$ na $2C/(1 + m)$ (tj. $2C/m + 2C$ v sérii). Použitelné zapojení spolu s údaji *L* a *C* je v obr. 76.

Uvedená výhybka může sloužit jako jednoduchá slučovací jednotka, umožňující paralelně spojit antény UKV a VKV, popř. rozdělit oba signály do dvou vstupů (VHF, UHF) televizoru v účastnické zásuvce. Složitější slučovací jednotka vznikne např. přiřazením další výhybky na výstup VHF pro rozdělení I. a III. pásma, popř. FM.

Dalším typem filtrů, které se vyskytují ve slučovacích jednotkách, jsou pásmové propusti, příp. zádrže. Obvody tohoto typu známe z přijímačů a zesilovačů, v našem případě je však uspořádání trochu jiné. Hlavní rozdíl spočívá v tom, že se mezi jednotlivými obvody nepoužívá indukční vazba. Ta totiž vyžaduje stínění a tomu se snažíme vyhnout, především z důvodů jednoduchosti zhotovení. Pásmové propusti, které používáme v našem případě, mají jednotlivé obvody vázané galvanicky.



Obr. 78. *Pásmové propusti*

Nejjednodušší filtry tohoto typu vycházejí opět z teorie Zobelových článků T, tj. jejich příčná impedance je inverzní k impedanci podélné. Různá provedení článků T a Π jsou v obr. 78; jsou uvedeny i výrazy pro výpočet indukčností a kapacit filtru a zidealizovaný průběh útlumů. Rozdíl mezi filtrem T a filtrem Π je obdobný jako u propustí, tj. v nepropustném pásmu ve vstupní impedance článků T zvětšuje (sériový vstup), u článků Π zmenšuje (paralelní vstup).

Složitější filtry je opět možno výhodně řešit pomocí katalogů.

Zesilovače

Elektrické parametry

Úkolem zesilovačů televizního rozvodu je především nahrazovat ztráty rozvodu, dále pak zesilovat slabé signály na potřebnou úroveň, zajišťovat žádoucí odstup signálu od šumu apod. Zesilovače bývají jednak úzkopásmové, jednak širokopásmové. Úzkopásmové zesilují obvykle jediný kanál televize, popř. celé pásmo rozhlasu FM. Řadí se hned za jednotlivé antény, tedy před slučovací jednotku. V jejich zapojení se jako vazební prvky mezi jednotlivými stupni vyskytují selektivní členy, např. dvouobvodové pásmové propusti. Naproti tomu širokopásmové zesilovače se obvykle řadí až za slučovací jednotku, zesilují tedy sloučené televizní a rozhlasové signály. Lze je však použít i jako anténní předzesilovače, např. pro anténu UHF. Zapojení charakterizují aperiodické vazební prvky, tj. reálné odpory, tlumivky, propusti, aperiodické přizpůsobovací obvody. Většinou jsou v jednotlivých stupních zavedeny zpětné vazby, které upravují impedanční přizpůsobení a přenosové charakteristiky.

Než přistoupíme k popisu zesilovačů, seznámíme se stručně s parametry, které definují vlastnosti zesilovače. V prvé řadě je to ***přenosová charakteristika***, tj. kmitočtová závislost zisku G. U širokopásmových zesilovačů je vyjádřena jako odchylka zisku ΔG od jmenovité velikosti. Tak např. profesionální zesilovače pro rozsah 50 až 300 MHz (ať již z diskrétních součástek či integrovaných hybridních obvodů) mívají přenos $\Delta G = \pm 0{,}25$ až 0,5 dB, což je téměř přímka. U úzkopásmových zesilovačů bývá přenos definován jmenovitým ziskem a šířkou pásma pro zmenšení zisku o -3 dB (popř. -10 dB i více).

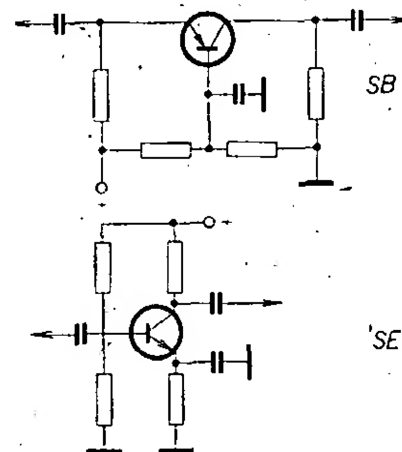
Dalším parametrem je *impedanční přizpůsobení*, udávané jednak ve jmenovité velikosti vstupní impedance, jednak v povolených odchylkách, které definuje činitel stojatých vln ČSV, popř. činitel odrazu ϱ. Továrně vyráběné zesilovače pro domovní rozvody mívají ČSV = 1,2 až 1,5.

Výše uvedené parametry jsou společné pro aktivní i pasívní prvky domovních rozvodů. Parametr specifický pouze pro aktivní prvky, tj. zesilovače, se týká *nelineárního zkreslení*. Jak známo, není dynamická převodní charakteristika zesilovače nikdy zcela lineární. Přibližně ji lze aproximovat Maclaurinovou mocninovou řadou. Tato řada obsahuje lineární člen, kterému odpovídá zesílený vstupní signál, dále kvadratický člen, který vytváří nelineární produkty 2. řádu (tj. součtové, rozdílové kmitočty využívané ve směšovačích) a 2. harmonické a kubický člen, jehož působením se objevují na výstupu produkty 3. řádu jako kmitočty $2f_1 \pm f_2$, $2f_2 \pm f_1$ a navíc produkty křížové modulace (přenos modulace z jednoho signálu na druhý). Měření nelineárních vlastností se často omezuje na produkty 3. řádu. Nejjednodušší je metoda pomocí dvou signálů f_1, f_2, indikuje se produkt $2f_1 \pm f_2$. Pro daný účel je nutné, aby tento zázněj nebyl větší než $I_m \geqq -53$ dB, nebo raději $I_m = 60$ dB. Obecně se linearita zhoršuje se zvětšujícím se základním signálem. Proto se tento parametr definuje intermodulačními produkty pro určité výstupní napětí (vybuditelnost). Např. údaj $I_m \geqq -53$ dB 3. řádu pro 100 dBµV dvousignálově znamená, že zesilovač při výstupním špičkovém napětí 100 dB nad 1 µV, tedy 100 mV, produkuje parazitní signály 3. řádu, měřeno dvousignálovou metodou $I_m = -53$ dB, tj. parazitní signál je o údaj I_m menší než špičkové výstupní napětí. Prakticky to znamená, že takový zesilovač nesmí mít na výstupu špičkový signál větší než 100 mV, jinak se může zhoršit kvalita obrazu, jak již bylo uvedeno v odstavci o rušících vlivech. Mimo výše uvedenou dvousignálovou metodu existují měřicí metody využívající tří, popř. více signálů. V Evropě se dosti používá třísignálová metoda (kanálová), která imituje poměry v jednom kanálu barevného televizního signálu (nosná obrazu, barvonosná, nosná zvuku). Údaje naměřené touto metodou jsou asi o 2 dB lepší než údaje získané „dvousignálově", což je příslušnými normami respektováno.

Dalším důležitým parametrem vf zesilovačů je *šumové číslo F*. Je definováno jako poměr odstupu signálu od šumu na vstupu k obdobnému odstupu na výstupu. Šumové číslo nás tedy informuje o tom, o kolik dB se zhorší poměr signál/šum po průchodu zesilovačem. Šumové číslo se udává buď v [dB] nebo v jednotkách [kT_0] (obr. 8). Rozmezí šumových čísel, které lze realizovat s moderními tranzistory, se u předzesilovačů pohybuje mezi 3 až 5 dB, u koncových zesilovačů 6 až 8 dB (tj. 2 až 3, popř. 4 až 6,3 kT_0).

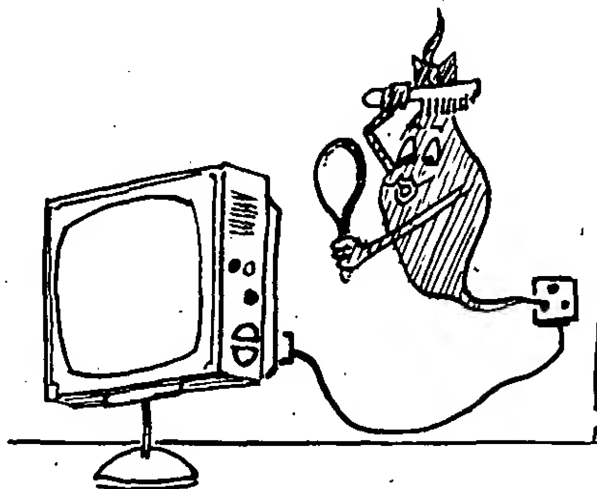
Vlastnosti tranzistorů

Obecně přicházejí v úvahu pro obor VKV a UKV (VHF, UHF) především dva typy zapojení jednotlivých stupňů zesilovačů. Je to zapojení se společnou bází (SB) a společným emitorem (SE) a jejich modifikace. Princip zapojení je na obr. 79. V zapojení SE



Obr. 79. *Zesilovač SB a SE*

je výstupní signál vůči vstupnímu v kmitočtovém oboru nf až VKV fázově pootočen o asi 180°. Kapacitní zpětná vazba zavedená parazitní vnitřní kapacitou C_{BC} je záporná. Zapojení SB neotáčí fázi signálu, vstupní a výstupní signál jsou přibližně ve fázi, kapacitní vazba přes vnitřní kapacitu C_{EC} je kladná; při příliš velké C_{EC} se stupeň mění v oscilátor. Zapojení SB se používalo téměř



výhradně pro úzkopásmové kanálové zesilovače. Pro širokopásmové zesilovače bylo jeho využití obtížné: malá stabilita v širším kmitočtovém pásmu, obtíže se impedančním širokopásmovým přizpůsobením mezi stupni (zesilovač SB má totiž příliš odlišnou vstupní a výstupní impedanci). Dnes se zapojení SB používá celkem výjimečně v úzkopásmových zesilovačích.

Typickým představitelem tranzistorů pro zapojení SB byl populární tranzistor AF139, později AF239, popř. v pouzdře z plastiku AF367. Mezní kmitočet $f_T \doteq 800$ MHz, šumové číslo $F = 6$ až 8 dB na 800 MHz. Náš ekvivalent je GF507 s poněkud horšími vlastnostmi. Tranzistory řady AF můžeme dnes vidět prakticky pouze u TV vstupních jednotek; i v nich jsou však postupně nahrazovány modernějšími typy.

Zásadní změnu v Evropě konstruovaných zařízení přinesl křemíkový tranzistor BFY90 (a jemu podobné). Tento tranzistor byl podle firemní literatury koncipován výlučně pro zapojení SE. Jeho mezní kmitočet je $f_T \doteq 1,4$ GHz, šumové číslo $F = 5,5$ dB na 800 MHz. Vstupní impedance pro zapojení SE je blízká 75 Ω. Jeho největším přínosem je však zásadní zlepšení linearity. Lze říci, že významně přispěl rozvoji domovních rozvodů. Umožňoval realizovat stabilní, snadno nastavitelné selektivní zesilovače bez neutralizace. Navíc však umožnil konstruovat zesilovače širokopásmové, neboť jeho výstupní impedanci bylo možno širokopásmově přizpůsobovat ke vstupní impedanci následujícího stupně. V Evropě byl využíván pro domovní rozvody téměř masově. Též československé zesilovače pro domovní rozvody vyráběné částečně podle zahraniční licence jsou osazovány BFY90.

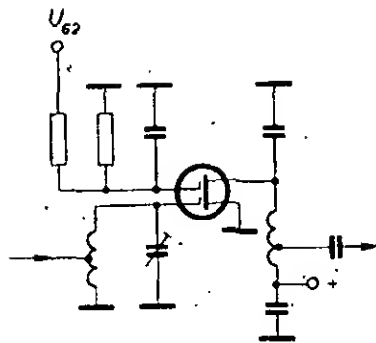
Přibližně v roce 1974 se v katalogu firmy Philips objevil tranzistor BFR91, který zaznamenal další kvalitativní skok ve vývoji evropských tranzistorů: mezní kmitočet $f_T \doteq 5$ až 6 GHz, šumové číslo $F = 1,8$ dB na 500 MHz (pro šumové, nikoli výkonové přizpůsobení), vynikající linearita. Samozřejmě pouze pro zapojení SE.

A jaký je dnešní stav? V katalogu firmy Siemens 78/79 je BFR91 doporučován již pouze pro směšovače, budiče, oscilátory. Pro předzesilovače s malým šumem se navrhují tranzistory BFR14 s $f_T \doteq 5$ až 6 GHz a šumovým číslem 1,5 až 2 dB na 2 GHz (!). Přínos tranzistorů řady BFR znamená vlastně převrat v dálkovém příjmu v oboru UKV. Speciální předzesilovače osazené těmito tranzistory umožňují „slušný" příjem televize již tehdy, je-li na anténních svorkách signál asi 10 μV!

Až doposud jsme se zabývali tranzistory bipolárními. V poslední době se však začínají prosazovat v určitých oborech vf techniky tranzistory unipolární. Jsou to polovodiče typu MOSFET. Typickým představitelem jsou BF900, BF905 firmy TI, popř. jeho evropský ekvivalent BF961, BF960 fy Siemens. Základní zapojení zesilovače je v obr. 80. Charakteristické vlastnosti lze shrnout:

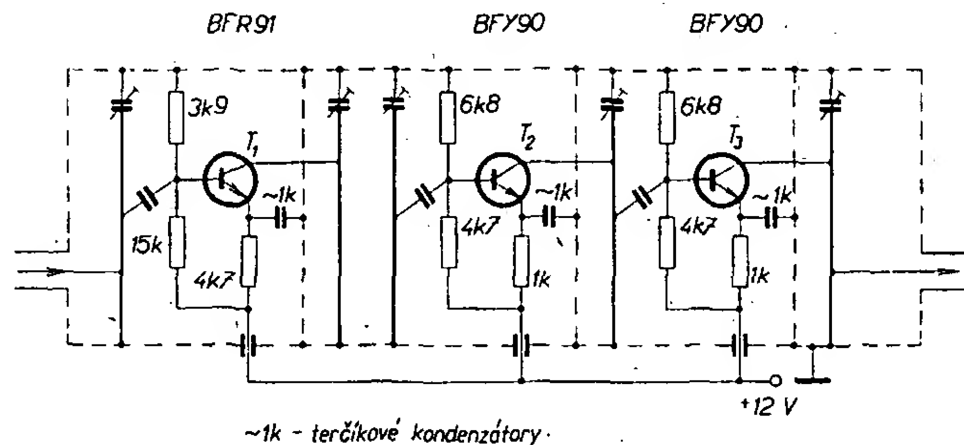
1. Velká vstupní impedance, avšak se značnou kapacitní složkou.
2. Výborná linearita.
3. Možnost rozsáhle regulovat zisk.
4. Malý šum.

Z uvedené stručné charakteristiky je zřejmé, že tranzistory řízené polem mohou nahradit bipolární tranzistory pouze v zesilovačích úzkopásmových. Širokopásmový zesilovač v nich realizovat prakticky nelze, především pro velkou vstupní impedanci a velkou reaktanční složku na vstupu a výstupu. Impedančně lze stupně totiž přizpůsobit pouze pro úzké pásmo. Naproti tomu relativně malé vstupní i výstupní impedance bipolárního tranzistoru lze dobře využít i v úzkopásmovém zesilovači, kde je lze vhodně přizpůsobit požadavkům na šířku pásma transformací, pomocí odbočky na ladicí indukčnosti (viz obr. 81). V širokopásmovém zesilovači je dokonce malá průchozí impedance bezpodmínečně nutná, neboť redukuje vliv parazitních reaktancí, které by jinak způsobovaly zvlnění přenosové charakteristiky.



Obr. 80. Zesilovač s tranzistorem MOSFET

Jak je to vlastně s použitelností tranzistorů řízených polem ve srovnání s moderními bipolárními tranzistory? Pokud jde o linearitu, objektivní srovnání zatím k dispozici nemáme. Nespornou výhodou je možnost snadno regulovat zisk. Změnou napětí U_{G2} (obr. 80) lze dosáhnout změny zisku až −40 dB a to při zachování linearity. Tato schopnost bipolárnímu tranzistoru prakticky



Obr. 81. Kanálový zesilovač UKV (UHF)

Tab. 7. Zahraniční tranzistory pro zesilovače TV signálu

Typ	Druh	Výrobce	f_T [GHz]	G [dB]/ / f [GHz]	F [dB]/ / f [GHz]	Příkon max. [mW]	$U_{CE\,max}$ [V]	$I_{C\,max}$ [mA]
BFY90	N, K	P, S	1,4	23/0,2 8/0,8	2,5/0,2	200	15	50
BFU30	N, K	P, S	1,6	21/0,2 7,5/0,8	5/0,5	250	10	100
BFX89	N, K	P, S	1,2	22/0,2 7/0,8	3,3/0,2 7/0,8	200	15	50
BFR90	N, PL	P	5,0	19,5/0,5	2,3/0,2 2,8/0,8	180	15	25
BFR91	N, PL	P	5,0	16,5/0,5	1,7/0,2 2,3/0,8	180	12	35
BFR90	N, PL	S	4,5	13/0,8	2/0,8	200	12	30
BFR91	N, PL	S	4,5	12/0,8	2,8/0,8	250	9	50
BFR92	N, PL	S	4,5	13/0,8	2/0,8	200	15	30
BFR93	N, PL	S	4,6	13/0,8	2,5/0,8	200	15	50
BFR96	N, PL	S	5,0	9/0,8	4,5/0,8	500	15	90
BFQ19	N, PL	S	5,0	9/0,8	3/0,8	500	15	75
BFQ28	N, KR	S	5,5	14/2	3/2	200	15	20
BFQ29	N, PL	S	4,0	20/0,2	1/0,2	150	15	30
BFR14A	N, KR	S	5,0	12/2	2/2	250	12	30
B			6,0	12,5/2	1,5/2	250	12	30
C			4,3	11/2	1,5/2	700	20	35
BFS55A	N, K	S	4,5	12/0,8	2,9/0,8	325	15	50
BFT65	N, PL	S	4,5	12/0,8	2,8/0,8	250	15	50
BFT66	N, K	S	4,0	20/0,2	1/0,2	200	15	30
BFT67	N, K	S	4,0	20/0,2	1,5/0,2	200	15	30
BFT75	N, PL	S	4,6	16/02	2,5/0,2	200	15	50
BFQ23	P, PL	V	5,0	–	2,4/0,5	180	12	35
BFQ24	P, K	V	5,0	–	2,4/0,5	150	12	35
BFQ32	P, PL	V	4,2	14/0,5	3,75/0,5	500	15	150
BFQ33	N, KR	V	14,0	13/2	2,5/2	180	8	20
BFR96	N, PL	V	5,0	16/0,5	3,3/0,5	500	15	150
BFT24	N, PL	V	2,3	17/0,5	3,8/0,5	30	5	2,5
BFR99	P, K	SGS	až 2,3	10/0,8	až 5/0,8	225	25	50
BFT95	P, PL	SGS	5,0	12/1	až 2,5/1	200	15	50
BFT96	P, PL	SGS	5,0	9/1	4/1	500	15	75

Pozn.: Ve sloupci Druh: N – n-p-n, P – p-n-p, K – kovové, PL – plastikové, KR – keramické pouzdro; ve sloupci Výrobce: P – Philips, S – Siemens, V – Valvo, SGS – Società Generale Semiconduttori S. p. A. Napětí $U_{CE\,max}$ se rozumí s bází naprázdno

chybí. Unipolární tranzistor je bez konkurence pro úzkopásmová zařízení s nutností regulovat zisk (AVC). Šumově jsou katalogové údaje obou typů zhruba stejné. Praktické srovnání zatím nemáme k dispozici.

Souhrnně lze konstatovat, že se unipolární tranzistory již plně prosadily ve vstupních jednotkách přijímačů FM a začínají se prosazovat i ve vstupních obvodech televizorů – nikoli však jednoznačně, zvláště na UKV. Pokud jde o domovní rozvody, vedou jasně bipolární tranzistory.

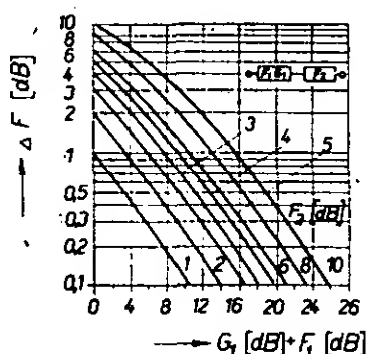
Na závěr této stati uvádíme tabulku vybraných tranzistorů VKV (VHF) a UKV (UHF), používaných v Evropě pro domovní rozvody (tab. 7).

Základní zapojení

Vzhledem k tomu, že se v domovních rozvodech většinou využívá bipolárních tranzistorů, budeme se v následujícím zabývat pouze zesilovači tohoto typu. Již v úvodu předchozí stati byla zmínka o dvou základních typech zapojení SB, SE (obr. 79). Profesionální zařízení v úvahu přicházejícího typu, širokopásmová i úzkopásmová, jsou převážně řešena SE. Též naše úvahy se budou týkat zesilovačů v zapojení SE.

Přestože dále popisované zařízení je navrženo jako širokopásmové, seznámíme se alespoň stručně s problematikou úzkopásmových zesilovačů. Navrhovaný rozvod bude totiž možno takovými zesilovači v případě nutnosti běžně doplnit.

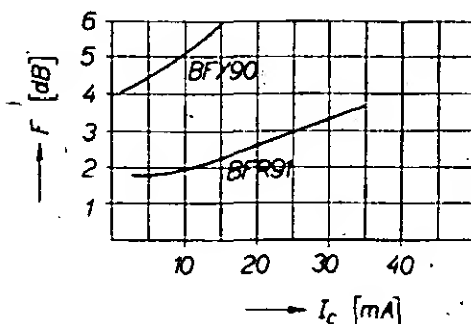
V obr. 81 je schéma v minulosti realizovaného třístupňového zesilovače pro UKV, které poslouží k demontraci jednotlivých problémů. Osazení tranzistory je poněkud nesourodé, úsporné. Na vstupu je poměrně moderní tranzistor BFR91, na dalších stupních jsou starší BFY90. Výborný první tranzistor zajišťuje dobré šumové poměry. Jak známo, šum zesilovače je především dán šumem prvního stupně. Poměrně malý vliv má ještě druhý stupeň; přehledně je tato závislost vynesena v nomogramu obr. 82.



Obr. 82. Vliv druhého stupně na šum zesilovače

Takže např. v našem případě je šumové číslo prvního stupně na 750 MHz F_1 = 4 dB a zisk G_1 = 114 dB, druhý stupeň má F_2 = 8,5 dB a G_2 = 8 dB. Výsledné šumové číslo bude F = 4,4 dB. Druhý stupeň tedy přidal pouhých 0,4 dB šumu. Z dříve uvedeného vztahu a z obr. 82 je dále vidět, čím lze šum zesilovače zmenšovat: je to zisk prvního stupně (čím je větší, tím je šumový přínos druhého stupně menší). Na poslední stupeň obvykle používáme výkonnější tranzistor, popř. tranzistor s pracovním bodem zvoleným z hlediska intermodulace. Tím je zdůvodněno osazení jednotlivých stupňů tranzistory.

Jak jsou voleny pracovní body tranzistorů? První stupeň je v první řadě nastaven z hlediska šumu. V obr. 83 najdeme závislost šumového čísla F na kolektorovém proudu I_C pro starší tranzistor BFY90 a novější BFR91 (firma Philips). Napětí na tranzistorech je konstantní, U_{CE} = 5 V, jež se většinou doporučuje pro optimální šum. Často se však nedržíme přísně křivek v obr. 83, ale přihlédneme též k jiným hlediskům. Předně je známo, že linearita tranzistoru se zlepšuje



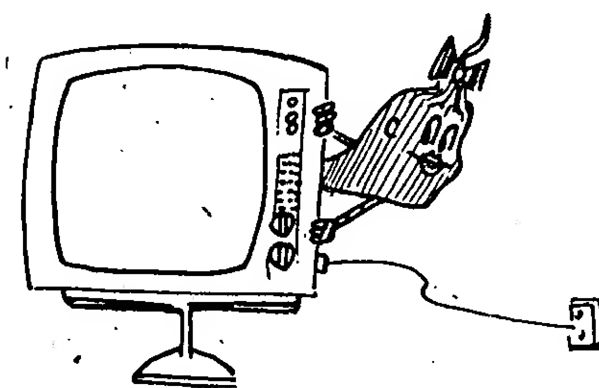
Obr. 83. Šum v závislosti na kolektorovém proudu

s proudem I_E. Pro BFY90 udává katalog optimum $U_{CE} \triangleq 6$ V, I_C = 14 mA, kdy pro odstup intermodulačních produktů $I_m = -50$ dB může být výstupní signál U_o = 100 mV. Tranzistor BFR91 je o něco lepší – pro U_{CE} = 5 V, I_C = 30 mA je $I_m \triangleq -60$ dB pro $U_o \leqq 180$ mV. Obojí údaj I_m je míněn „dvousignálově". Tyto přesné údaje nemají pro náš účel velký význam, důležitý je však fakt, který z nich vyplývá: čím větší je kolektorový proud I_C, tím je linearita tranzistoru lepší. Přijímáme-li signál, v jehož blízkosti je silný parazitní signál (třeba silný místní televizní vysílač), pak linearita hraje roli neméně důležitou než šum. Za těchto celkem běžných okolností se stanoví pracovní bod jako kompromis mezi „šumovým optimem" a dobrou linearitou. Větší I_C a U_C má za následek i větší zisk. Tam, kde je tedy žádoucí linearita, volíme pro BFR91, popř. BFR90 U_{CE} = 7 V, I_C = 7 mA, jde-li pouze o šum, pak je optimum U_{CE} = 5 V, I_C = 4 mA. Tyto údaje jsou převzaty z katalogu firmy Philips. Tranzistory stejného typu však vyrábějí i jiné firmy a jejich údaje se mohou poněkud lišit. Odchylky jsou však v praxi většinou zanedbatelné.

Pracovní body ostatních stupňů volíme již z hlediska maximálního zisku, tj. na hranici maximální kolektorové ztráty. Běžně to bývá U_{CE} = 7 V, I_C = 15 až 20 mA.

V zesilovači na obr. 81 je pracovní bod teplotně stabilizován děličem v bázi a emitorovým odporem. Pro běžné účely je to u dnešních křemíkových tranzistorů celkem zbytečné. Bázi stačí napájet pouze přes sériový odpor, nebo naopak je možno vynechat emitorový odpor a ponechat dělič v bázi. Je-li zesilovač dostatečně stabilní, menší teplotní změny pracovního bodu nevadí.

Vf obvody v zesilovači jsou běžného typu. Na vstupu je jednoduchý laděný obvod, přizpůsobený odbočkami na indukčnosti, v kolektoru prvního stupně pásmová propust s indukční vazbou. Často se oba vazební obvody zaměňují, na vstup se dává pásmová propust, do kolektoru jednoduchý obvod. Záleží na tom, čemu dáváme přednost, zda potlačení nežádoucích signálů hned na vstupu (pásmová propust na vstupu), nebo minimálnímu šumu (na vstupu jednoduchý obvod). Pásmová propust má totiž lepší selektivitu, ale poněkud horší přenos. Útlum se však nezvětší více než o −0,5 dB a tento přídavný útlum se přičítá k šumovému číslu. V každém případě se však snažíme, aby vstupní obvod byl co nejkvalitnější.



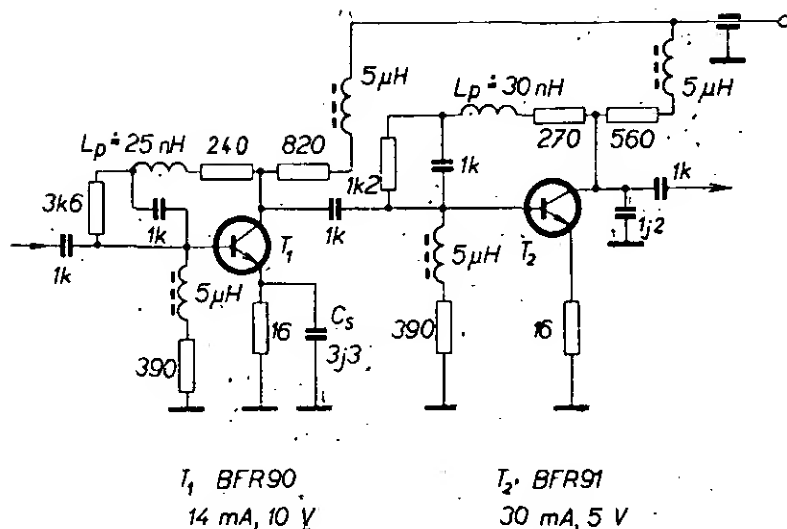
Vazební obvody mezi dalšími stupni jsou běžné jednoduché obvody. Obecně zajišťují dvě funkce: selektivitu a impedanční přizpůsobení mezi stupni. Druhý činitel bývá často opomíjen, je však velmi důležitý z hlediska zisku. Bez jeho důsledné optimalizace nelze dosáhnout patřičného zisku. Přenosovou charakteristiku lze nastavit pouze s patřičným přístrojovým vybavením.

Prakticky totéž platí i pro impedanční přizpůsobení vstupu a výstupu. Zvláště vstupní impedance je důležitá. Nepřizpůsobení zvětšuje ztráty odrazem, přídavný útlum zhoršuje šumové číslo. Snažíme se, aby ČSV $\leqq$ 2, pak přídavné ztráty odrazem jsou $\leqq$ 0,5 dB.

Optimální impedanční poměry jsou však určeny nejen nastavením vazebních impedancí mezi stupni, nýbrž i stabilitou zesilovače, tj. odolností vůči rozkmitání. Rozkmitání bývá způsobeno kladnou zpětnou vazbou, která může být dvojího druhu. Vnější, vytvářená vazbami mimo tranzistor, a vnitřní, vznikající v našem případě (SE) kapacitou C_{CB}. Vnější vazby vznikají nedokonalým oddělením vstupních a výstupních obvodů, nedokonalým vf uzemněním emitoru apod. Jejich charakter může být kladný i záporný. Vnitřní vazba přes C_{CB} je převážně záporná. Stupeň SE je v zásadě stabilní. Záporná vazba zmenšuje zisk, zvětšuje stabilitu, kladná vazba působí opačně, příp. může způsobit rozkmitání. Kladná zpětná vazba se před nasazením kmitů projevuje vznikem záporného reálného odporu na vstupu a výstupu zesilovače. Ten pak kompenzuje kladné reálné složky, které se zmenšují, zhoršuje se impedanční přizpůsobení, zvětšuje se ČSV.

Při posuzování nestability se někdy rozeznávají dva stavy: Předně zesilovač může být bezpodmínečně stabilní (nerozkmitá se, ani když od vstupu a výstupu jsou odpojeny zatěžovací reálné odpory – zesilovač naprázdno). Druhým stavem je stav podmíněné stability (záporné složky jsou kompenzovány kladnými složkami zatěžujících impedancí – bez nich se zesilovač rozkmitá). Je samozřejmé, že zesilovač musí pracovat v režimu bezpodmínečné stability a navíc co možná bez záporných složek ve vstupu a výstupu, aby se nezhoršoval ČSV. V praxi lze stav bezpodmínečné stability kontrolovat velmi jednoduše: při vstupu a výstupu naprázdno, popř. nakrátko musí být odebíraný proud shodný s proudem při vstupu a výstupu zatíženém jmenovitou zátěží. Vznik parazitních oscilací je totiž obvykle doprovázen změnou kolektorového proudu.

Přejděme nyní k zesilovačům širokopásmovým, které hodláme v našem případě používat především. S problematikou se seznámíme opět na typickém zesilovači. Jde o dvoutranzistorový zesilovač firmy Philips (obr. 84), osazený poměrně moderními tranzistory BFR90 na vstupu, BFR91 jako koncovým. Alternativně lze použít buď 2× BFR90 nebo 2× BFR91 bez podstatné změny funkce. Oba stupně jsou v zapojení SE, doplněném vždy dvěma zápornými zpětnými vazbami. Sériová zpětná vazba je uskutečněna odporem v emitoru, v našem případě je to R_E = 16 Ω, přičemž paralelní kondenzátor C_E = 3,3 pF vytváří kmitočtovou ko-



Obr. 84. Zesilovač 40 až 860 MHz (Philips)

Hlediska pro nastavení pracovních bodů jednotlivých stupňů jsou shodná jako u pásmových zesilovačů, tj. bereme v úvahu šum a linearitu. Linearita je zde navíc ovlivněna dalším činitelem a tím je zpětná vazba, obzvláště v posledním stupni. Obecně platí názor, že záporná zpětná vazba linearizuje stupeň, v němž je použita. Je však nutno si uvědomit, že zároveň zmenšuje zisk a že je třeba větší signál na bázi tranzistoru (popř. kolektoru předchozího stupně) pro požadované výstupní napětí. Tato skutečnost je natolik důležitá, že se vybuditelnost zesilovače při extrémní záporné zpětné vazbě může zmenšovat.

Souhrnně lze tedy o zpětné vazbě v širokopásmovém zesilovači říci, že zlepšuje přeno-

rekci, jejímž úkolem je zmenšovat zpětnou vazbu směrem k vyšším kmitočtům a tak korigovat přirozený úbytek zisku tranzistoru. Druhá zpětná vazba je paralelní z kolektoru do báze a realizuje ji v prvním stupni odpor R_{CB} = 240 Ω, v druhém stupni odpor R_{CB} = 270 Ω. Kmitočtovou korekci vytvářejí dvě indukčnosti L_p = 0,025 a 0,03 μH (v sérii se zpětnovazebními odpory), které opět zmenšují zpětnou vazbu směrem k vyšším kmitočtům.

Proč se využívá dvou zpětných vazeb? Především je to z důvodů impedančních. Teprve jejich kombinací dosáhneme relativně stálé impedance potřebné velikosti. V literatuře se někdy pro volbu R_E a R_{CB} (Z_0 je žádaný vstupní a výstupní odpor) udává zjednodušený výraz:

$$R_E\ R_{CB} = Z_0^2$$

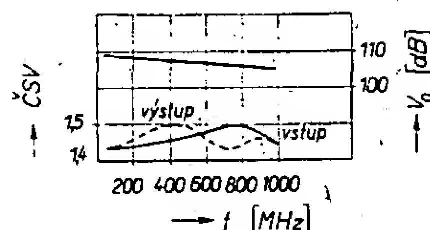
zde Z_0 = 75 Ω.

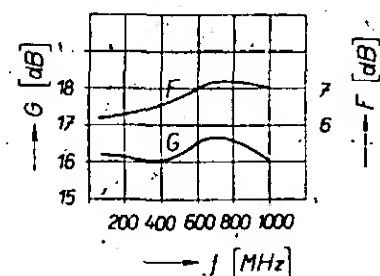
Důležitým úkolem obou zpětných vazeb je samozřejmě vyrovnat přenosovou charakteristiku. Kvalitní domovní zesilovače mají v pásmu 50 až 300 MHz charakteristiku rovnou s přesností až ±0,25 dB. Vyrovnání napomáhají výše zmíněné kmitočtově závislé reaktance. Je ovšem nutno upozornit, že rovná přenosová charakteristika je nejen výsledkem zpětných vazeb, nýbrž i celkového uspořádání. Je třeba vyvarovat se jakýchkoli parazitních reaktancí v cestě signálu, jednotlivé prvky řadit bez zbytečných přívodů (R_E jsou pájeny přímo na čepičky).

Vraťme se však k celkovému zapojení. Zatěžovacími impedancemi jednotlivých stupňů jsou odpory (820 Ω, 560 Ω), doplněné tlumivkami na feritech. Vazba mezi stupni je kapacitní. Báze obou tranzistorů jsou napájeny z děliče, lze říci až zbytečně tvrdého, takže jeho část (na zem) bylo nutno doplnit opět tlumivkami, aby impedance děliče nezmenšovala vf signál. Paralelní kondenzátor s malou kapacitou na výstupu kompenzuje indukční složky výstupní impedance.

Pracovní body jednotlivých tranzistorů: BFR90 U_{CE} = 10 V, I_C = 14 mA; BFR91 U_{CE} = 5 V, I_C = 30 mA. Je zřejmé, že zesilovač je nastaven především na maximální linearitu.

Vynikající elektrické vlastnosti zesilovače dokumentují grafy v obr. 85. Z nich je patrno, že pro kmitočtový rozsah 50 až 1000 MHz je zisk G ≐ 16 dB, impedanční přizpůsobení ČSV ≦ 1,5 V na vstupu i výstupu, vybuditelnost, tj. maximální výstupní napětí (U_o v dB nad μV) U_o ≐ 105 až 107 dB pro odstup intermodulačních produktů





Obr. 85 Elektrické vlastnosti zesilovače z obr. 84

I_m = −60 dB (měřeno třísignálově) a konečně šumové číslo F ≐ 6,2 až 7,2 dB.

Na první pohled se může jevit šum jako příliš velký pro použité tranzistory, vždyť v úzkopásmovém zesilovači podle obr. 81 je s BFR91 F = 4,5 dB. V širokopásmovém zesilovači jsou však dvě okolnosti, které šumové poměry zhoršují. Jednak pracovní bod prvního tranzistoru není volen z hlediska šumu, I_C je třikrát větší, než je optimum (viz obr. 83), jednak v zapojení tranzistorů jsou použity zpětné vazby, které šum značně zhoršují. Lze prokázat, že jakékoli zmenšení zisku vede ke zhoršení šumových poměrů. Zpětné vazby pochopitelně zisk zmenšují, což způsobuje zvětšení šumového čísla. To je velmi důležitá okolnost, kterou je nutno brát v úvahu při návrhu zesilovače. Vždy je nutno zhodnotit, čemu dát přednost, zda linearitě a přenosové charakteristice jako v zesilovači v obr. 84, nebo šumu. V případě, že to bude šum, je nutno zmenšit proud prvního tranzistoru, dále pak v prvním stupni omezit zpětné vazby na minimum, tj. paralelní odpor (R_{CB}) volit co největší, sériový odpor (R_E) co nejmenší, případně jednu nebo dvě vazby vypustit. Též je možno likvidovat zpětnou vazbu v určité kmitočtové oblasti korekcemi (L_p, C_s – obr. 84). Širokopásmové zesilovače používané jako anténní předzesilovače, popř. jako zesilovače s malým šumem jsou zapojeny většinou bez zpětných vazeb. Šumové číslo, kterého lze takto dosáhnout, je stejné jako u zesilovačů pro úzké pásmo, někdy dokonce i poněkud menší, protože odpadají ztráty ve vstupním laděném obvodu.

Stejně jako v zesilovači pro úzké pásmo je i zde důležitá stabilita. Část problematiky je shodná pro oba typy zesilovačů. Navíc je u širokopásmového typu otázka, jak se budou chovat vnější zpětnovazební obvody v širším kmitočtovém pásmu. Na nižších kmitočtech je situace jasná, zpětná vazba tak, jak je realizována v zesilovači v obr. 84, je záporná. Na vyšších kmitočtech se může stát, že obvod zpětné vazby pootočí fázi zpětnovazebního signálu natolik, že vazba začne měnit charakter, přechází ze záporné na kladnou. Stabilita se zhoršuje, což se projevuje nejprve zhoršením impedančního přizpůsobení a zvlněním přenosové charakteristiky a posléze rozkmitáním. Pro dokonalou funkci je samozřejmě nutné, aby zesilovač byl bezpodmínečně stabilní.

sovou charakteristiku a impedanční přizpůsobení, zhoršuje však šum a ovlivňuje i vybuditelnost. Je tedy nutno volit její velikost kompromisně s přihlednutím k specifickým hlediskům podle použití zesilovače. V amatérské praxi obvykle záleží spíše na šumu a linearitě, méně již na impedanci, malý význam má zvlnění přenosové charakteristiky. Souhrnně to znamená volit zpětnou vazbu minimální a využít ji především k dosažení rozumného impedančního přizpůsobení.

Díly rozvodné sítě

K rozvedení přijatých, sloučených a popř. zesílených signálů k jednotlivým místům, kde chceme umístit přijímače, potřebujeme především vf souosý kabel, odbočovací nebo rozbočovací členy a účastnické přípojky.

Druhy vf souosých kabelů

O základní funkci a vlastnostech vedení jsme se již zmínili. Nyní uvedeme typy a vlastnosti u nás vyráběných kabelů, abychom si mohli učinit představu, do jaké míry ovlivní rozváděný TV signál.

Vlastnosti kabelů závisí především na jejich tloušťce (vnitřního vodiče, dielektrika a tedy celého kabelu), druhu dielektrika, druhu vnitřního vodiče, provedení stínicího vodiče a vnějšího ochranného pláště.

Na tloušťce kabelu je závislý jeho měrný útlum, se zvětšujícím se průměrem nad izolací se útlum kabelu zmenšuje. Na druhé straně se však zhoršují jeho mechanické vlastnosti a roste cena.

Vnitřní vodič je buď plný (pro málo pohyblivé spoje) nebo jako lanko (pro pohyblivé spoje).

Jako dielektrikum se používá buď plná polyetylenová (PE) izolace nebo izolace z pěněného polyetylenu. Pokud se týká vlastností, má kabel z pěněného PE při stejné tloušťce menší útlum. Je však náročnější s ohledem na mechanické vlastnosti při instalaci.

Provedení stínicího pláště má vliv na elektrickou těsnost kabelu. Vnější vodič bývá nejčastěji z pletiva z měděných drátků. Ople-

Tab. 8. Vlastnosti kabelů naší výroby

Typ	Vnitřní vodič [mm]	Izolace Ø [mm]	Vnější vodič (druh)	Vnější Ø kabelu [mm]	Měrný útlum [dB]/100 m při 200 MHz	při 1 GHz	Nejmenší poloměr ohybu [mm]
VFKP 250	0,59	3,7	pletivo 1×	6,0	19	45	60
251	7× 0,21	3,7	pletivo 1×	6,0	21	50	60
252	7× 0,21	3,7	pletivo 2×	6,7	21	50	80
300	0,89	5,6	pletivo 1×	8	14	30	60
390	1,15	7,25	pletivo 1×	10,3	10	26	100
391	7× 0,4	7,25	pletivo 1×	10,3	12	30	100
392	7× 0,4	7,25	pletivo 2×	10,7	12	30	120
720	2,7	17,3	pletivo 1×	22,0	5,4	15	220
970	1,1	6,2	rourka Cu	9,8	8,7	22	40
980	2,0	12,2	rourka Cu	16,4	5,1	13	70
VFKV 610	0,8	3,7	pletivo 1×	6,0	16	38	60
620	1,1	4,8	pletivo 1×	7,0	12	33	70
630	1,23	5,6	pletivo 1×	8,0	10	27	80
633*)	1,23	5,6	pletivo 1×	9,4	10	27	100
640	1,23	5,6	pletivo 1×	10,4	8,5	25	100
920	1,4	6,5	rourka Cu	9,5	6,9	18,5	40
930	2,75	12,2	rourka Cu	16,0	4,16	12,3	70

*) dvojitý ochranný plášť

tení je buď jednoduché nebo dvojité. U některých nových typů je pod pletivem navinut ještě proužek měděné fólie, která tvoří souvislý obal. Některé nové typy mají svařovaný stínicí plášť, který je potom dokonale těsný nejen elektricky, ale i mechanicky.

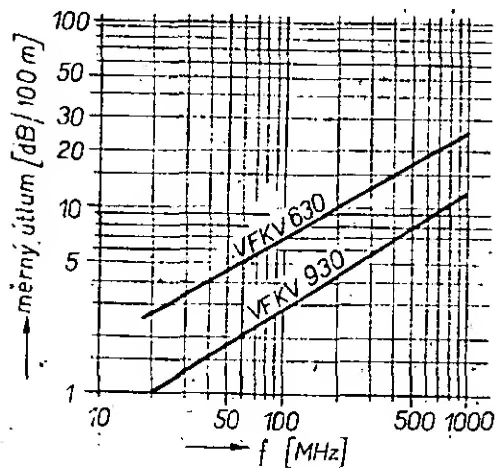
Vnější ochranný plášť je buď z měkkého polyvinylchloridu (PVC), nebo zesílený z PE a PVC.

Pro všechny tyto typy kabelů platí: kabely s charakteristickou impedancí 75 Ω jsou opatřeny vnějším ochranným pláštěm zelené barvy. Pouze kabely se svařovaným vnějším vodičem mají plášť černý.

Zkracovací činitel u kabelu s plným PE = 0,66, s pěněným PE = 0,81.

Kabely s plným dielektrikem PE jsou označeny VFKP, s pěněným dielektrikem VFKV.

Označení a vlastnosti u nás vyráběných souosých kabelů jsou v tab. 8. Měrný útlum je uveden pro dva kmitočty. Pokud bychom potřebovali znát útlum i při jiných kmitočtech, můžeme graficky sestrojit (pomocí útlumu při dvou kmitočtech) celou útlumovou charakteristiku příslušného kabelu. Závislost měrného útlumu kabelu na kmitočtu je totiž přibližně přímková za předpokladu, vynášíme-li do grafu útlum i kmitočet v logaritmickém měřítku; příklad je na obr. 86.

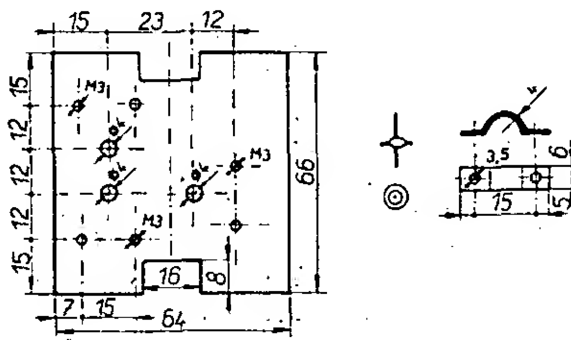


Obr. 86. Závislost měrného útlumu kabelu na kmitočtu

Odbočovací člen

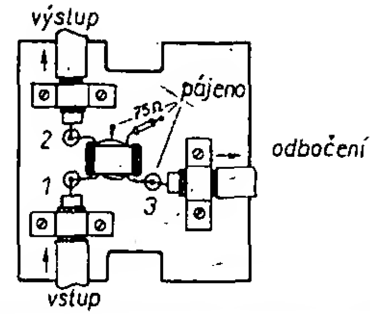
odbočovací člen. Ten musí vyhovovat několika základním požadavkům: jeho všechny výstupy musí mít impedanci 75 Ω a musí způsobovat minimální útlum ve směru hlavního vedení. Základní charakteristické veličiny tohoto členu již byly definovány ve stati o směrových vazebních členech, které je též možno použít jako odbočovací členy. Navíc má tento typ odbočovače tu přednost, že má velký útlum mezi odbočovacím výstupem a výstupem hlavního vedení, takže znemožňuje jak zpětný vliv ze strany odbočovacího výstupu do dalšího vedení, tak i pronikání případného odraženého signálu, který se vrací po vedení. Navíc však musí mít tyto členy schopnost přenášet se stejnými vlastnostmi všechny signály v rozsahu kmitočtů I. až V. TV pásma. Takovým širokopásmovým prvkem je transformátorový směrový vazební člen, jehož zapojení je na obr. 61 a způsob provedení na obr. 62. Pro použití v domovní rozvodné síti, tj. jako instalačního prvku, je ho nutno umístit do vhodného krytu a zabezpečit připojení a uzemnění přívodních vf kabelů.

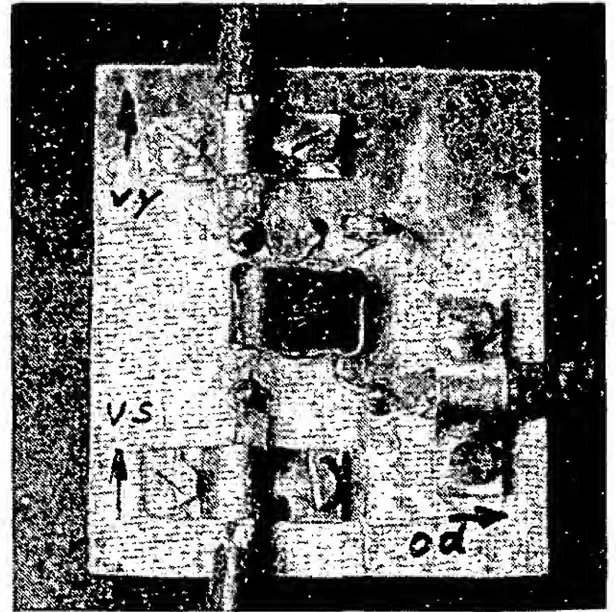
Výkres vhodné nosné desky je na obr. 87. Deska je navržena tak, aby ji bylo možno umístit do nízké instalační krabice KP, příp.



Obr. 87. Nosná deska pro odbočovací a rozbočovací člen

padně do krabice 6980.81. Jako upevňovací a pájecí body jsou použity skleněné pájecí průchodky WF51552 TESLA Lanškroun. Je však možno použít libovolné izolační opěrné body s malou kapacitou. Uspořádání součástí odbočovacího členu je na obr. 88. Při montáži je nutno dát pozor na to, aby bylo zachováno pořadí vývodů podle obr. 62. Dále musí být vnější stínicí opletení kabelu dokonale připevněna pod kabelové příchytky a tím navzájem propojena přes základní desku. Nosnou destičku lze zhotovit též technikou plošných spojů. Musíme však zabezpečit dokonalé propojení vnějších vodičů kabelů dostatečně tlustým zemnicím spojem. Při pečlivém provedení vinutí podle obr. 62 bude mít odbočovací člen vlastnosti, uvedené v diagramu na obr. 63.

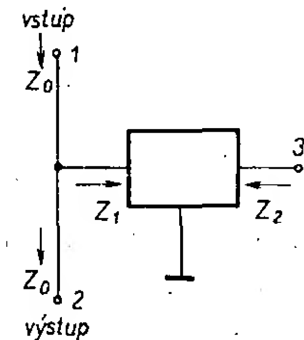




Obr. 88. Uspořádání součástí odbočovacího členu

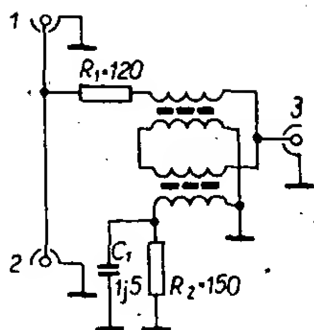
Ještě je třeba upozornit na to, že podobné odbočovací členy jsou ve výrobním programu TESLA pod názvem PAM 15, PAM 20 a PAM 25 s odbočovacím útlumem 15, 20 a 25 dB. Mají však parametry zaručeny pouze v rozsahu 49 až 300 MHz.

Odbočení je však možno realizovat též jiným způsobem, bez směrového vazebního členu. Principiální zapojení takového odbočovače je na obr. 89. Abychom vyhověli podmínce, že odbočovací člen musí minimálně zatěžovat hlavní vedení, musí být impe-



Obr. 89. Základní zapojení nesměrového odbočovače

dance $Z_1 \gg Z_0$. Přitom musí být impedance $Z_2 = Z_0 = 75$ Ω. Nejjednodušším řešením je použít odporový dělič. Tento způsob je však vhodný pouze pro odbočovací útlum 20 dB a více. Při požadavku menšího odbočovacího útlumu musíme použít transformátor, který přetransformuje impedanci Z_2 (75 Ω) na několikrát větší impedanci Z_1. Vzhledem k tomu, že odbočovač musí mít zaručené vlastnosti v celém kmitočtovém rozsahu od I. až do V. TV pásma, musí být transformátor realizován jako linkový. Takový transformátor jsme již popsali ve stati o symetrizačních členech; transformuje impedance 75 Ω na 300 Ω. Připojíme-li tuto impedanci paralelně k vedení 75 Ω, bude výsledná impedance asi 60 Ω. To představuje nepřizpůsobení ČSV = 1,25. Pro odbočovač je to zcela vyhovující ČSV.



Obr. 90. Zapojení odbočovacího členu s impedančním transformátorem

Zapojení odbočovacího členu s impedačním transformátorem je na obr. 90. Odpory R_1 a R_2 jsou použity proto, aby byl impedanční transformátor ze strany vstupu přizpůsoben, tj. zatížen impedancí 300 Ω. Je vhodné volit R_1 = 120 Ω a R_2 = 150 Ω. Kondenzátor C_1 má za úkol zlepšit průběh útlumové charakteristiky v horní části kmitočtového pásma. Impedance kondenzátoru se zvětšujícím se kmitočtem klesá a tím vyrovnává odbočovací útlum, který by se jinak s ohledem na zvětšující se ztráty zvětšoval. Kondenzátor C_1 však nesmí mít příliš velkou kapacitu (1,5 až 3 pF). Při větší kapacitě by se zvětšovalo nepřizpůsobení odbočovacího výstupu.

Zvolíme-li odpory R_1 a R_2 a kondenzátor C_1 tak, jak je uvedeno v obr. 90, bude odbočovací útlum, tj. útlum mezi výstupy 1 a 3 asi 11 dB a průchozí útlum, tj. útlum mezi výstupy 1 a 2 menší než 1 dB. Údaje platí v kmitočtovém rozsahu I. až V. TV pásma. Přizpůsobení průchozího vedení je správně do ČSV = 1,3 a odbočovacího výstupu do ČSV = 1,5, opět v rozsahu I. až V. TV pásma. Platí to ovšem za předpokladu, že zbývající dva výstupy jsou zatíženy impedancí 75 Ω.

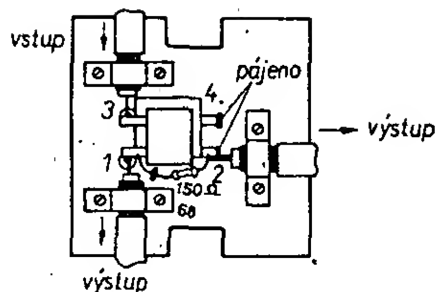
Smíříme-li se s horším přizpůsobením odbočovacího výstupu, což je při malé délce odbočovacího vedení, tj. při krátkém přívodu k televizoru možné, může být R_1 = 0. V tom případě se zmenší odbočovací útlum asi na 9 dB a zhorší se přizpůsobení odbočovacího výstupu asi na ČSV = 2.

Vzhledem k tomu, že tento člen nemá směrové účinky (oddělení v dopředném i zpětném směru je stejné), nehodí se dobře pro námi předpokládané použití. Uvedli jsme ho však proto, že se hodí pro jiná provedení rozvodů a nalézá se ve výrobním programu TESLA pod označením PAC 11 (s odbočovacím útlumem 12 dB) a PAC 15 (s odbočovacím útlumem 15 dB v rozsahu od vysílání rozhlasu AM až po IV. a V. TV pásmo).

Rozbočovací člen

Tento člen musí být schopen rozbočit s minimálním útlumem všechny rozváděné TV signály. Navíc s ohledem na způsob řešení rozvodu je opět žádoucí, aby měl směrové vlastnosti. Těmto vlastnostem odpovídá hybridní člen, jehož funkce, vlastnosti a způsob konstrukce byly již popsány (obr. 64 až 69).

Mechanicky lze rozbočovací člen s ohledem na jeho funkci jako instalačního prvku upevnit na stejné základní desce, která je použita pro odbočovací člen (obr. 87). Uspořádání součástí a vývodů rozbočovacího členu na této desce je na obr. 91.



Obr. 91. Uspořádání součástí rozbočovacího členu

Účastnická přípojka

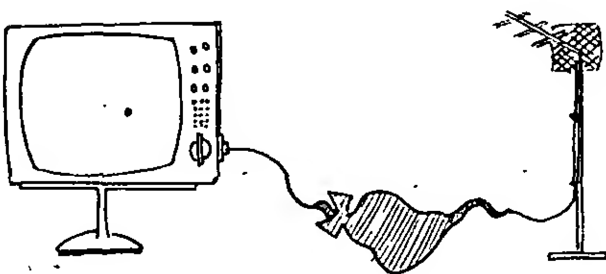
Provedení těchto přípojek bude záviset na uspořádání vstupů TV přijímače. V současné době jsou totiž u nás v provozu TV přijímače s trojím provedením vstupů, jednak s odděleným vstupem v rozsahu VKV (VHF, I. až III. TV pásmo) a UKV (UHF, IV. a V. TV pásmo) a to buď v provedení symetrickém (300 Ω) u starších přijímačů, nebo nesymetrickém 75 Ω u nových přijímačů. Navíc se však objevují i přijímače, které mají pouze jeden nesouměrný vstup 75 Ω pro všechna pásma. V tomto případě bude přípojka nejjednodušší, protože stačí kabel od odbočovače nebo rozbočovače přivést přímo na vstup takového přijímače. Máme-li však TV přijímač s oddělenými vstupy VKV a UKV, musíme se v účastnické přípojce postarat o oddělení těchto pásem. Navíc bude někdy vhodné postarat se i o možnost připojení přijímače VKV – FM.

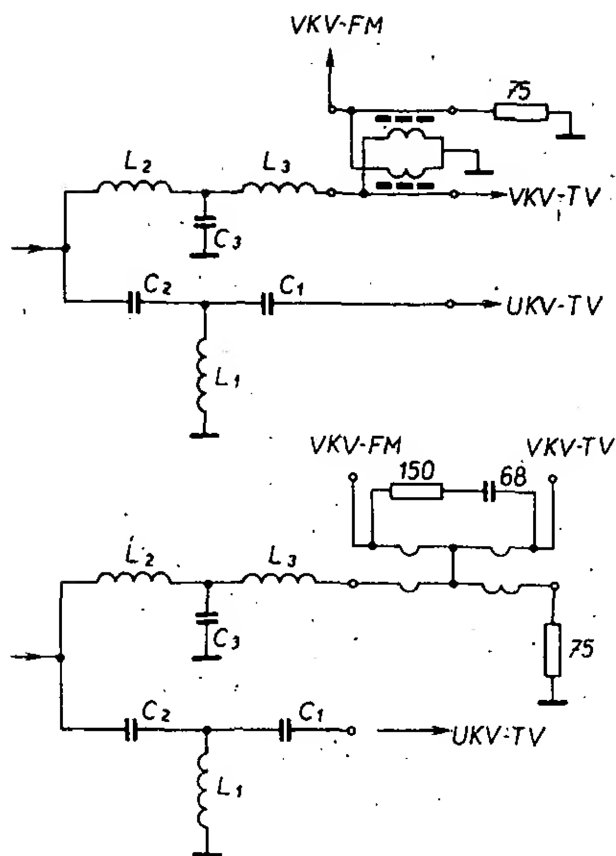
Podíváme-li se na obr. 2, kde je uvedeno kmitočtové rozdělení pásem, vidíme, že pásmo FM rozhlasu leží uprostřed televizního pásma VKV, přičemž kmitočtově bezprostředně sousedí s II. TV pásmem. Naopak mezi televizními pásmy VKV a UKV je poměrně velká mezera.

Podle toho, co jsme již uvedli, bude vhodné oddělit TV pásmo VKV od pásma UKV kmitočtovou výhybkou. Naopak rozsah VKV FM lze od I. a II. TV pásma oddělit směrovým vazebním členem, ať již odbočovačem nebo rozbočovačem.

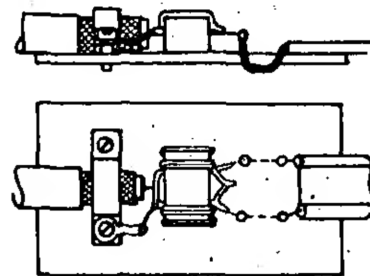
Pro kompletní účastnickou přípojku bude proto třeba použít kmitočtovou výhybku podle obr. 76, případně kombinovanou na výstupu pro VKV transformátorovým směrovým vazebním členem podle obr. 61 a 62 nebo hybridním členem podle obr. 68 a 69. Schéma zapojení takové kompletní účastnické přípojky je na obr. 92a, b. Následkem toho i konstrukční provedení účastnické přípojky a rozložení součástek může být totožné s provedením jednoduchého slučovače podle obr. 100, s tím rozdílem, že vstupy a výstupy budou zaměněny a odpadnou útlumové členy.

Pokud zařadíme na výstup VKV ještě rozbočovací člen, zvětší se průchozí útlum jak pro televizi UKV, tak FM rozhlas ještě o 3,5 dB, tj. asi na 4 dB. Použijeme-li jako přídavný člen pro odbočení výstupu pro rozhlas FM směrový odbočovač 11 dB, zvětší se útlum pro výstup I. a III. pásma TV pouze o 0,7 dB, tj. asi na 1,2 dB. Naproti tomu





Obr. 92. Schéma účastnické přípojky s možností připojit jak TVP, tak přijímač VKV-FM s odbočovacím členem (a), a rozbočovacím členem (b)



Obr. 93. Účastnická přípojná šňůra se symetrizačním členem

průchozí útlum pro rozhlas FM se zvětší asi o 11,5 dB, takže výsledný útlum této cesty bude asi 12 dB. S tímto je nutno při kalkulaci rozvodu počítat.

Toto řešení zajišťuje vzájemné oddělení přijímačových vstupů. Druhou otázkou však je nepřizpůsobení, které vzniká např. mimo kanál, na který je přijímač naladěn. Pokud bude přicházet vedením signál, v oblasti jehož kmitočtu nebude příslušný vstup přizpůsoben, vznikne odraz. Jsou-li v rozvodu použity instalační prvky se směrovými účinky, nemůže tento vracející se signál ovlivňovat příjem ostatních účastníků. Tuto možnost má pouze signál, který přichází ve směru hlavního signálu. Odražený signál se musí proto znovu odrazit kupř. od nesprávně přizpůsobeného slučovacího členu. Tato skutečnost podstatně omezí možnost vzniku nežádoucích odrazů a tím duchů na obrazovce.

V praxi však je možno počítat i s jednoduššími variantami. Kupříkladu nemáme-li v úmyslu napájet ze stejného místa jak rozhlasový, tak televizní přijímač, můžeme vynechat odbočovací nebo rozbočovací člen zapojený na straně VKV výstupu z výhybky. Takovou účastnickou přípojku potom můžeme použít k napájení samotného TV přijímače. Výstup pro VKV však můžeme také použít pro napájení rozhlasového přijímače FM. Útlum takové účastnické přípojky bude dán pouze vlastnostmi samotné kmitočtové výhybky.

Výstupy z účastnické přípojky naznačené na obr. 100 jsou nesouměrné, to znamená, že musí být provedeny souosým kabelem. Ty

však můžeme připojit přímo k TV přijímači pouze tehdy, je-li konstruován s nesouměrnými vstupy. Pokud tomu tak není, je nutno postarat se o symetrizaci, a to nejlépe na konci souosého přívodního kabelu.

S ohledem na nutnost širokopásmového přenosu bude vhodné použít symetrizační člen realizovaný vedením λ/4 ve formě linkového transformátoru podle obr. 51. Přitom můžeme použít buď pro oba vstupy provedení na dvojděrovém feritovém jádru délky 8 mm, nahradit pro pásmo UKV ferit organickým sklem (délky 6 mm), což je výhodnější.

Symetrické zakončení účastnické přípojky je na obr. 93. Jako nosná destička se hodí např. pertinax. Jak vidíme z měření (obr. 52), je útlum těchto symetrizačních členů asi 0,3 dB a to pro rozsah VKV, použijeme-li kostřičku z organického skla i pro rozsah UKV.

Přehled používaných typů zařízení pro příjem a rozvod signálů TV a R

Chceme-li rozvádět TV a R signál kabelem většímu počtu účastníků, musíme se vždy postarat o sloučení všech požadovaných signálů do jednoho vedení a napájet vedení tak velkým signálem, aby i poslední účastník měl vyhovující podmínky příjmu (definované normou). Budeme proto vycházet z předpokladu, že signály přijaté anténním systémem musíme zesílit na potřebnou úroveň.

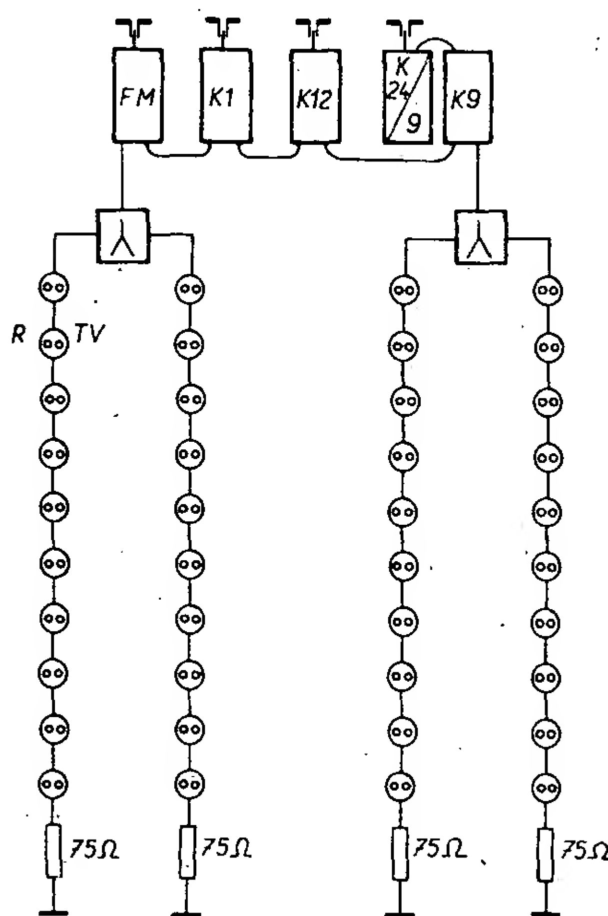
Nejčastěji používaný způsob používá soustavu kanálových zesilovačů: každý přijímaný TV signál je zesilován zvláštním zesilovačem a podobně i pásmo rozhlasu AM-FM. Tento způsob má několik předností: při tomto selektivním zesílení jsou ostatní nežádoucí signály potlačeny a nemohou proto působit křížovou modulaci, tj. přenášet modulaci silného nežádoucího signálu na požadovaný. S tím jsou též spojeny menší nároky na dodržení stejné úrovně rozváděných signálů. Výjimku zde představuje rozhlas VKV–FM (ale i AM), neboť použitý zesilovač pracuje vlastně jako pásmový zesilovač, protože zesiluje všechny signály v celém rozsahu. Budou pro něj proto platit podobná omezení, jako při použití širokopásmových zesilovačů, o nichž bude řeč později.

Kanálové zesilovače umožňují dále poměrně jednoduše sloučit výstupy všech zesilovačů do společného vedení. Jejich výstupy jsou proto řešeny jako rezonanční obvody s navázáním sériovým rezonančním obvodem. Jejich impedance je v oblasti přenášeného pásma rovna charakteristické impedanci vedení, tj. 75 Ω; mimo provozní pásmo je velmi velká. Výstupy zesilovačů je možno sloučit připojením na průchozí sběrné vedení, které potom vlastně tvoří kmitočtovou výhybku. Taková řada zesilovačů má potom dva výstupy o charakteristické impedanci 75 Ω, kterými můžeme napájet dvě větve rozvodu. Selektivita výstupních rezonančních obvodů zesilovačů je přitom taková, že umožňuje sloučit signály ob jeden TV kanál.

U tohoto způsobu je též vhodné nerozvádět přímo signály IV. a V. TV pásma, kdy je útlum vedení a ostatních dílů rozvodu větší, nýbrž převést je měničem kmitočtu nejprve do oblasti I. až III. TV pásma a teprve potom zesílit na požadovanou úroveň.

Další předností je, že relativně úzkopásmové zesilovače je možno realizovat s tranzistory, které umožňují získat větší výstupní výkon; jsou tedy vhodné pro rozvody s velkým počtem účastníků.

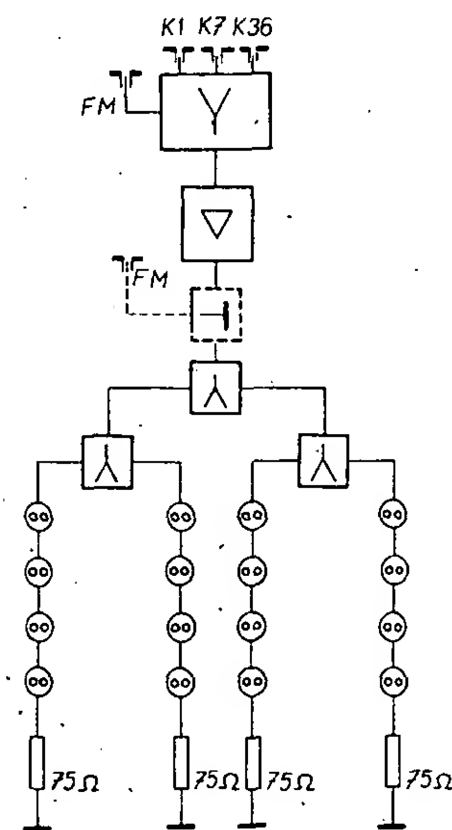
I u kanálových zesilovačů však musí být dodržena zásada, že nesmí být překročena výrobcem povolená maximální výstupní úroveň. V opačném případě totiž vzniknou následkem nelineárního zkreslení přebuzeného zesilovače nežádoucí produkty, vzniklé intermodulací mezi nosnými obrazu a zvuku, případně barvy. Ty potom způsobí (podobně jako libovolný rušivý signál) „moaré“, tj. černobílé nebo barevné pruhy přes obrazovku. Nedostatkem selektivních zesilovačů je hlavně to, že jejich amatérská realizace je velmi obtížná, protože naladění bez přístrojů je prakticky nemožné. Navíc je systém nákladný, protože pro zesílení každého programu potřebujeme jeden zesilovač, což je únosné pouze tehdy, umožníme-li tím příjem velkému počtu účastníků. Tímto způsobem jsou řešeny profesionálně vyráběné a montované rozvody, osazené zesilovači a měniči řady Tesa-S (viz obr. 94).



Obr. 94. Příklad rozvodu napájeného kanálovými zesilovači, jejichž signály jsou sloučeny na sběrném vedení

Konstrukce dokonalých ultralineárních tranzistorů s vysokým mezním kmitočtem umožnila konstruovat širokopásmové zesilovače, které je možno použít k zesílení všech sloučených signálů v jednom zesilovači. Musí však být splněny dva předpoklady: na vstup širokopásmového zesilovače smí být přivedeny pouze žádané signály. To znamená, že zesilovači musí být předřazeny obvody, které tyto signály propustí, ale zadrží nežádoucí; aby bylo možno plně využít schopností zesilovače, musí mít všechny zesilované signály stejnou úroveň. Bude-li některý signál silnější, nevyužijeme plně zesilovací schopnosti zesilovače, neboť platí, jak jsme uvedli, že výstupní napětí žádného ze zesilovaných signálů nesmí překročit povolenou úroveň. Přitom signály rozhlasu VKV-FM by měly mít podstatně menší úroveň, než zesilované TV signály.

Z toho co bylo uvedeno vidíme, že širokopásmovému zesilovači musí být předřazen slučovací člen s vlastnostmi, které byly již definovány. Podle provedení celé vstupní části můžeme usuzovat na přednosti a nedostatky tohoto způsobu řešení. Přítomnost výhybky na vstupu znamená přídavný útlum a tedy zhoršení šumových podmínek. Na druhé straně z hlediska amatérského zhotovení a ceny je použití širokopásmového zesilovače výhodné, neboť jedním zesilovačem můžeme zesílit všechny potřebné signály. Přitom v praxi stačí pečlivě osadit ověřenou desku s plošnými spoji a po kontrole pracovního režimu tranzistorů by měl zesilovač předepsané parametry. Z těchto důvodů je tento způsob určen pro menší rozvody. Zesilovač je však vždy náchylný ke vzniku rušivých jevů následkem přebuzení. Intenzita elektromagnetického pole se totiž v průběhu roku mění a navíc přesně nastavit úrovně je bez vybavení potřebnými měřicími přístroji obtížné. Zesílení signálů VKV-FM širokopásmovým zesilovačem může v některých případech v přítomnosti silného místního vysílače následkem nelineárních produktů znepříjemnit příjem v celém pásmu FM. Utlumit celé pásmo aperiodickým útlumovým členem není vhodné, neboť se zhorší šumové poměry u slabších vysílačů. Do jisté míry může pomoci laděná zádrž (odlaďovač), ovšem s ohledem na požadavek malé šířky pásma je její konstrukce obtížná. Možný způsob řešení je uveden v provedení fy Philips. Podobně je možno přiřadit FM rozhlas do rozvodu čistě pasívně, za širokopásmový zesilovač, směrovým vazebním členem (obr. 95 přerušovaně). S ohledem na vysokou citlivost FM přijímačů je i toto řešení možné. Přes možnost vzniku všech nežádoucích jevů se širokopásmové zesilovače pro malé rozvody používají často, neboť při bezpečném odstupu od maximálního signálu se dá nebezpečí vzniku parazitních signálů omezit.



Obr. 95. Příklad rozvodu se širokopásmovým zesilovačem

Ještě je třeba upozornit na třetí způsob zesílení a sloučení přijatých signálů, který vyplynul ze snahy obejít se bez širokopásmového zesilovače, umístěného za slučovačem a je vhodný pro malý počet účastníků. Princip takového typu rozvodu vidíme na obr. 96.

Jedná se o jiný způsob použití kanálových zesilovačů; jednotlivé signály jsou sloučeny slučovacím členem, stejným jako v předchozím případě. Za těchto okolností můžeme použít jakýkoli typ zesilovače s výstupní impedancí 75 Ω. Navíc je však možno v místě dosti velké intenzity pole příslušný zesilovač

Tab. 9. Kanálové předzesilovače TESLA (umisťují se k anténě, napájejí po svodu)

Typ zesilovače	Kmit. rozsah (kanál, pásmo)	Napájecí napětí [V]	Odběr proudu [mA]	Zisk [dB]	Šum. číslo [dB]
TAPT 03-4926A	K1 až K8	9	3	14	6
	K9, K10	9	3	13	6
	K11, K12	9	3	11	6
	VKV-FM I	9	3	14	6
	VKV-FM II	9	3	14	6

Typ zesilovače	Kmit. rozsah (kanál, pásmo)	Napájecí napětí [V]	Odběr proudu [mA]	Zisk [dB]	Š. číslo [dB]	Max. výst. úroveň [dBμV]
TAPT 03-4928A	IV., V.	9	6	15	12	–
ZKD 11	I.	24	9	22	6	95
ZKD 21	II.	24	9	22	6	100
ZKD 70	VKV-FM	24	9	22	6	90
ZKD 31	III.	24	9	22	6	108
ZKD 41	IV.	24	18	22	6,5	90
ZKD 51	V.	24	18	22	6,5	90

vynechat a připojit na vstup slučovacího členu přívod od antény, což je ekonomicky výhodné na rozdíl od případu se širokopásmovým zesilovačem, kdy musíme silný signál nejprve zmenšit na úroveň ostatních a potom teprve zesílit. Jako zesilovače je možno užít buď „kanálové anténní předzesilovače" typu TAPT nebo „kanálové předzesilovače" pro zesilovací soupravu Tesa-S. Vlastnosti těchto zesilovačů jsou v tab. 9. Vidíme, že zesilovače TAPT nemají zaručenu výstupní úroveň, proto se hodí skutečně pouze pro nejmenší rozvody. Naproti tomu kanálové předzesilovače pro soupravu Tesa-S jsou již osazeny moderními tranzistory, takže mohou být vybuzeny až na úroveň asi 100 dBμV.

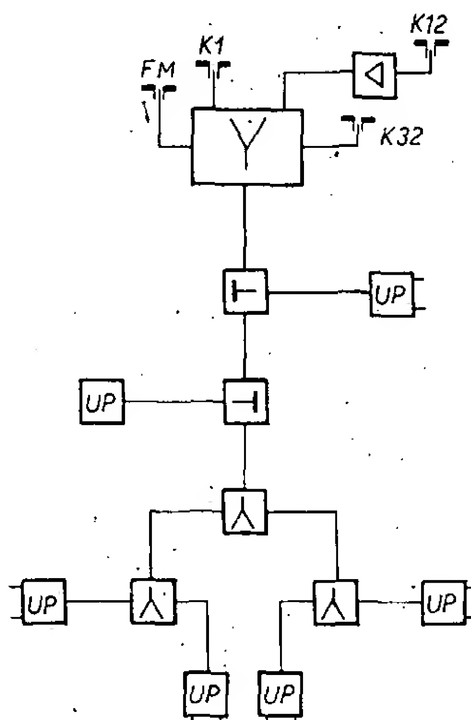
Dosud jsme se zajímali pouze o způsob zesílení a sloučení jednotlivých TV a R signálů. Je přirozené, že použitý způsob a hlavně výstupní úroveň signálů ovlivní provedení rozvodu. Na obr. 94 až 96 jsou též předpokládané způsoby provedení rozvodné sítě. Vidíme, že je zásadní rozdíl mezi provedením, kdy máme k dispozici dostatečně velkou úroveň signálu a případem, kdy tomu tak není. Hlavní rozdíl spočívá v použitém typu a zapojení účastnických zásuvek. Vidíme, že domovní rozvody, které pracují s velkou úrovní signálů, jsou osazeny účastnickými zásuvkami, které se řadí do série na stoupací vedení. To znamená, že činností odpovídají odbočovacím členům se směrovými účinky. Prakticky jsou u nás na trhu dva typy těchto zásuvek. Starší typ, označený TAUZ 04, a novější s konektory o rozměru podle doporučení IEC, typové označení PZK 01. Vlastnosti těchto zásuvek jsou v tab. 10.

Tab. 10. Vlastnosti vyráběných účastnických zásuvek

Typ	Útlum [dB]	Kmitočtové pásmo TV I, VKV-FM	TV III	TV IV	TV V
TAUZ 04	A_p	1	1	1	1
	A_v	20	12	5	5
PZK 01	A_p	1,35	1,5	1,67	1,67
	A_v	13,5	13,5	12,5	12,5

Prakticky jich lze montovat na jedno stoupací vedení asi 10 až 12. Více se nedoporučuje s ohledem na rozdíl úrovně signálu mezi prvním a posledním účastníkem a též proto, že mohou vznikat rušivé jevy nepřizpůsobením, *které vzniká přerušením vedení a připojením zásuvky.*

Při zapojení deseti zásuvek typu PZK 01 na stoupacím vedení bude jeho útlum 9 × 1,5 dB + 13,5 dB + 4 dB = 31 dB, až k výstupním svorkám poslední účastnické zásuvky. Přitom předpokládáme, že na stoupacím vedení spotřebujeme 30 m kabelu



Obr. 96. Příklad rozvodu buď pouze s pasívními členy, nebo navíc s kanálovými zesilovači slabších signálů

VFKV 630, jehož útlum bude při kmitočtu 270 MHz (tj. horním konci III. TV pásma) asi 4 dB. Podle normy ČSN 342830 je povolena minimální úroveň u posledního účastníka asi 60 dBμV. Podle toho bude třeba, aby na počátku každého stoupacího vedení (s deseti zásuvkami) byla úroveň TV signálů nejméně 91 dBμV. Vzhledem k tomu, že souprava kanálových zesilovačů Tesa-S může zabezpečit úroveň signálů až 124 dBμV a to na 2 výstupech, přičemž útlum jednoho rozbočovacího členu, které byly již dříve popsány a které se používají pro rozbočení vedení k jednotlivým stoupacím vedením je asi 4 dB, vidíme, že tímto způsobem je možno zásobovat signálem poměrně velký počet účastníků, i když zachováme rezervu na kolísání úrovně signálů.

Totéž ovšem neplatí, použijeme-li širokopásmový zesilovač, protože jeho maximální výstupní úroveň bývá asi 100 dBμV. Jak však bylo řečeno dříve, není radno využívat horní hranice výstupní úrovně. U menších rozvodů bude proto lépe volit menší počet účastnických zásuvek v kaskádě. Pro případ uvedený na obr. 95 budou ztráty na stoupacím vedení včetně vazebního útlumu zásuvky asi 18 dBμV, takže pro požadavek čtyř stoupacích vedení a 60 dBμV u posledního účastníka bude nutná úroveň na výstupu širokopásmového zesilovače asi 86 dBμV, nebo 90 dBμV podle způsobu navázání FM. S ohledem na bezpečný odstup přebuzení je to úroveň, kterou lze u tohoto typu zesilovače ještě připustit.

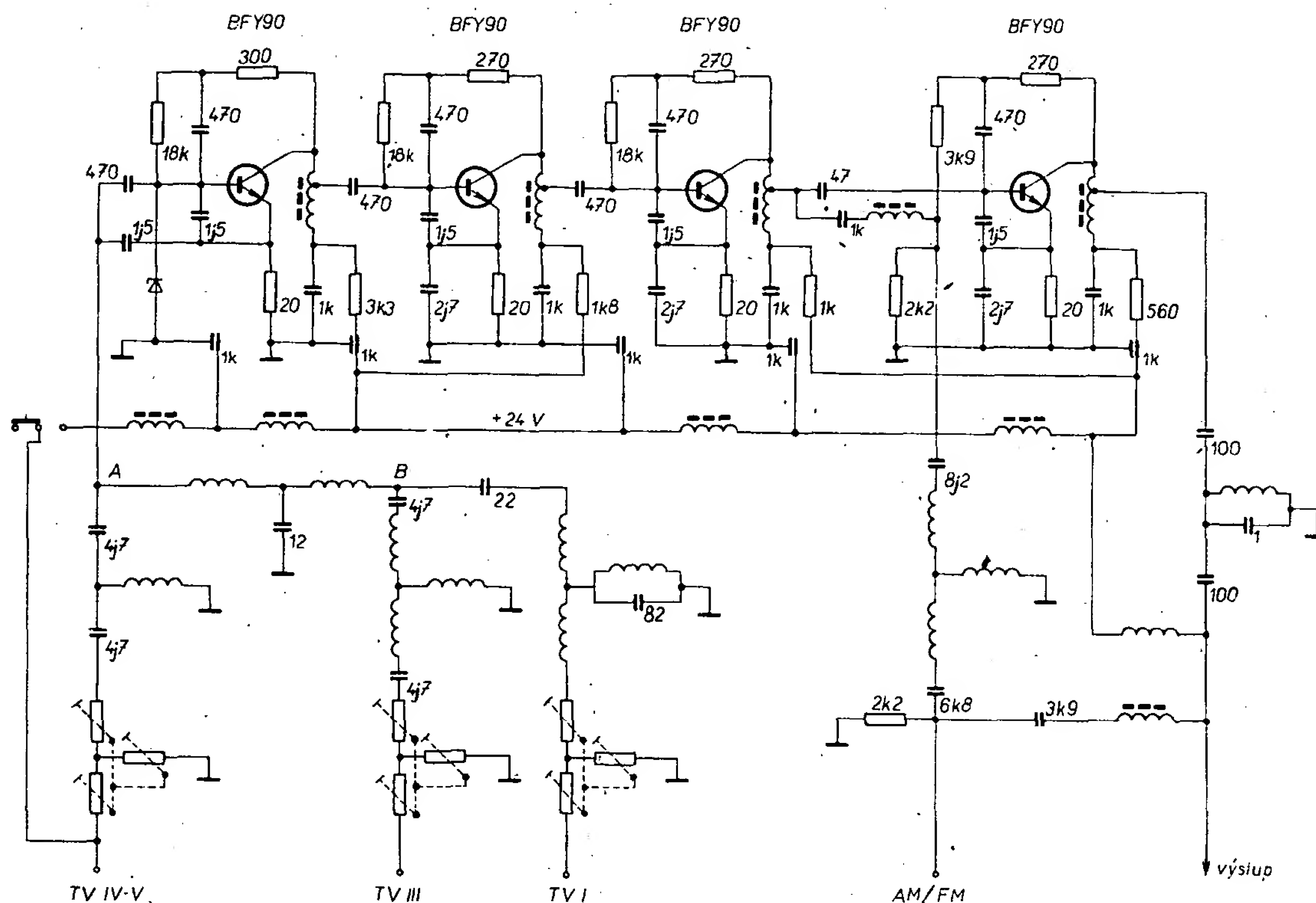
U obou uvedených typů rozvodů se používají stejné účastnické zásuvky (starší TAUZ 04, novější PZK 01).

Účastník se k rozvodu připojuje účastnickou přípojnou šňůrou se souosým konektorem. Každý z uvedených typů zásuvek musí mít jiný typ účastnické šňůry. Účastnická šňůra je zakončena kmitočtovou výhybkou, která odděluje vstup televizoru VKV od UKV a je zakončena symetrizačními členy pro tyto dva výstupy.

V posledním případě, kdy počítáme v převážné míře s dosti velkým signálem z antény, který by umožnil napájet omezený počet účastníků, nebo kdy použijeme kanálové zesilovače s malým výkonem, není vhodné realizovat rozvod tak, jako v předešlých případech průchozím vedením. Je to dáno *většinou i charakterem stavby, ale též malou* rezervou úrovně a tím požadavkem, aby útlum rozvodu k jednotlivým účastníkům byl nejen minimální, ale též přibližně stejný. Příklad řešení takového rozvodu je na obr. 96. Je určen pro šest účastníků. Z toho dvě účastnické přípojky jsou napájeny odbočovacími členy a čtyři pomocí rozbočovačů. Zvolíme-li odbočovací útlum prvního členu 12,5 dB, bude výsledný útlum k prvnímu přijímači včetně útlumu kmitočtové výhybky pro oddělení vstupu VKV od UKV asi 13,5 dB. S ohledem na průchozí útlum prvního odbočovače je vhodné použít druhý s odbočovacím útlumem 11,5 dB tak, aby výsledný útlum byl stejný jako u prvního účastníka. Pro ostatní účastnické přípojky budou stát v cestě signálu stejné útlumy a to asi 1,5 až 2 dB průchozí útlum odbočovacích členů a 2 × 4 dB způsobené rozbočovači. K tomu musíme přičíst 1 dB útlumu výhybky v účastnické přípojce a útlum kabelu, který v tomto případě již nemůžeme zanedbat – též asi 2 dB. Vidíme, že výsledný útlum od výstupu slučovacího členu k jednotlivým přijímačům bude ve všech případech stejný, asi 13 dB. O velikosti nutné úrovně, popř. nutnosti *použít anténní zesilovač rozhodne ještě velikost* útlumu ve slučovacím členu, která opět závisí na počtu přijímaných programů a tedy na jeho složitosti. K tomuto tématu se ještě vrátíme při příkladech kalkulace rozvodné sítě.

Typickým představitelem vstupní jednotky se širokopásmovým zesilovačem je zařízení fy Philips-Starlet. Jeho schéma je na obr. 97. Slučovací jednotka je řešena jako soubor filtrů – výhybek. Na každém vstupu je zařazen proměnný útlumový člen. Je to odporový článek T, tvořená třemi spřaženými proměnnými odpory, jejichž průběh je volen tak, aby charakteristický odpor zůstával konstantní (Z_0 = 75 Ω). Rozsah útlumu je 0 až 20 dB. Těmito články je možno nastavit vstupní úroveň tak, aby nedocházelo k intermodulaci a křížové modulaci, tedy na *nejnižší, vyhovující úroveň z hlediska šumu.*

Za útlumovými články následují kmitočtové výhybky. Vstup UKV (TV IV.–V. pásmo) je tvořen horní propustí. V bodě *A* je k němu připojena dolní propust, kterou přichází signál VKV I. až III. pásma. Signály jsou vzájemně odděleny pásmovými propustmi. K dolní propusti jsou oba tyto filtry připojeny v bodě *B*. Vstup pro FM rozhlas je zvlášť až do báze posledního stupně zesilovače. Tato úprava vyplývá z požadavku na relativně



Obr. 97. Vstupní širokopásmová zesilovací a slučovací jednotka (Philips–Starlet)

nižší úroveň FM signálů v domovním rozvodu.

Všechny použité filtry jsou poměrně jednoduché, horní a dolní propusti jsou běžné filtry k, které byly již popsány. Totéž platí o pásmových propustech. Vše je provedeno nenáročnou technikou, samonosné cívky jsou z lakovaného drátu a jsou zapájeny do běžné desky s plošnými spoji. Mezi jednotlivými sekcemi nejsou stínicí přepážky.

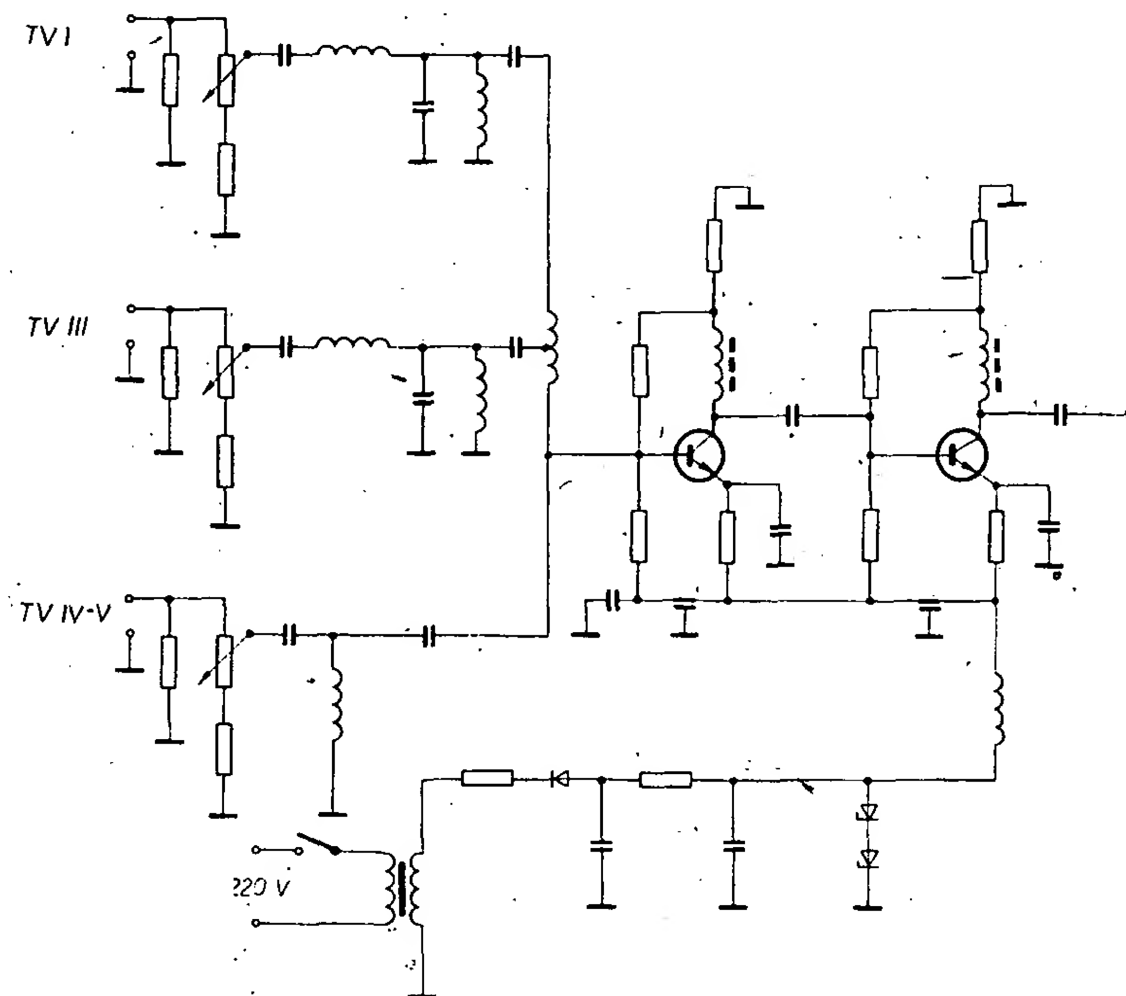
Vlastní zesilovač je čtyřstupňový, osazený dnes již zastaralými tranzistory 2krát BFY90 a 2krát BFW30. Jednotlivé stupně mají jako obvykle dvě negativní zpětné vazby: paralelní (kolektor–báze) před odpor 270, popř. 300 Ω; sériovou (v emitoru), vznikající na odporu 20 Ω. Kmitočtové korekce jsou realizovány u paralelní vazby prodlouženou délkou přívodů zpětnovazebního odporu, u sériové vazby malými kondenzátory v obvodu emitorového odporu. Elektrické vlastnosti jsou v tab. 11.

Tab. 11. Elektrické vlastnosti zesilovací jednotky Philips-Starlet

Pásmo	Zisk [dB]	Šumové číslo [dB]	ČSV	Max. výstupní napětí
TV I	25	7,2	3	
TV III	25	7,8	2	asi 100 mV
TV IV	15	10	2	pro IM 60 dB
TV V	0 až 15	11	2,5	(dvousign.)
FM-CCIR	5	–	3	

V NDR je v prodeji malý rozvod RFT AVF1–3109. Má 3 vstupy UKV a 3 VKV. Zesilovač je řešen tak, že TV signály III. až V. pásma jsou zesilovány nejprve selektivně v jednostupňových zesilovačích a po sloučení ještě v širokopásmovém třístupňovém zesilovači. Kanály TV I. pásma a FM rozhlasu jsou zesilovány pouze širokopásmově přes poslední dva stupně. Vzhledem k tomu, že je zesilován též výsledný sloučený signál, vyskytují se problémy s intermodulací a křížovou modulací ve stejné míře jako u popsané soupravy Philips-Starlet. Je tedy bezpodmínečně nutno nepřekračovat povolené výstupní napětí, což je asi 100 mV ve VKV pásmech a o 3 dB méně na UKV. Raději se však spokojíme s výstupním napětím podstatně menším. Zisk je asi 20 dB a šumové číslo $F = 8$ až 11 dB.

V ČSSR se vyrábí a je v prodeji zesilovač pro malý rozvod obdobného typu jako Philips-Starlet. Jde o výrobek Elektroservisu Č. Budějovice s typovým označením AZS 02. Schéma je na obr. 98. Slučovací výhybka má tři vstupy: TV I, TV III, TV IV–V, opatřené proměnnými útlumy obdobně jako Philips-Starlet. Rozdíl je v tom, že tyto atenuátory nemají konstantní charakteristickou impedanci, což však v běžném provozu nemusí vadit. Je však třeba brát v úvahu skutečnost, že takto zapojený proměnný



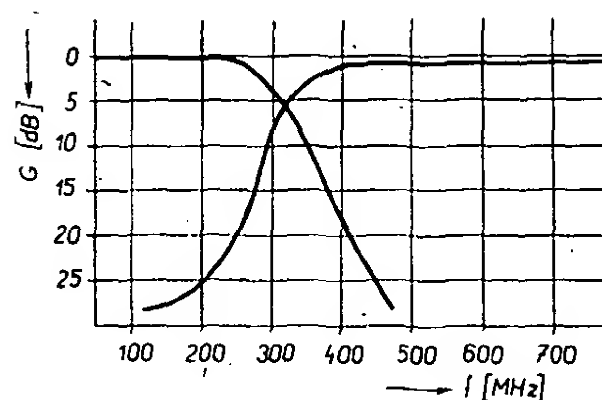
Obr. 98. Zesilovací jednotka AZSO2 Elektroservis

útlum nelze úplně vyřadit. Vlastní zesilovač je dvojstupňový, zisk asi 20 dB na VKV, 10 dB na UVK. Šumové číslo $F = 6$ dB na VKV, $F = 8$ dB na UKV. Přípustnou výstupní úroveň výrobce neudává. S ohledem na použité typy tranzistorů však bude velmi malá.

Slučovací jednotky

Velmi jednoduchou slučovací jednotkou je výhybka z obr. 76. Umožňuje sloučit signál VKV se signálem UKV. Tedy např. první a druhý TV program. Jak jsme již uvedli, je výhybka vytvořena z upravené horní a dolní propusti (z jednoduchých Zobelových filtrů *k*).

Přenosové vlastnosti obou větví jsou v obr. 99. Útlum pro VKV (TV I–III



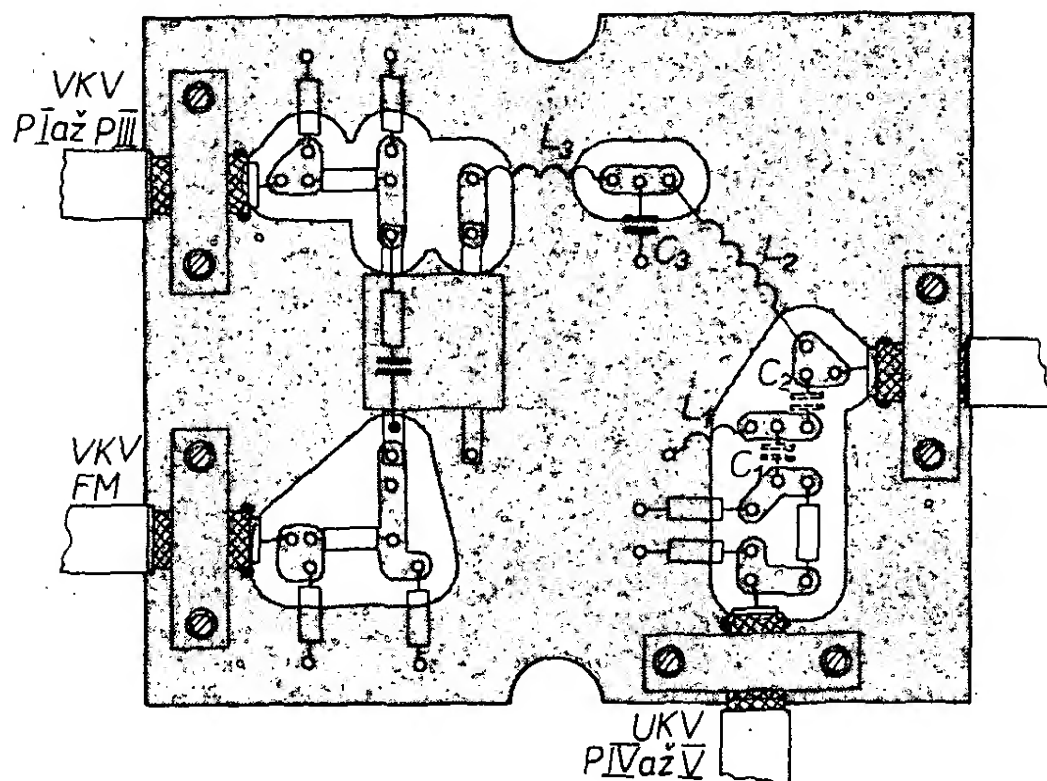
Obr. 99. Elektrické vlastnosti jednoduchého slučovače

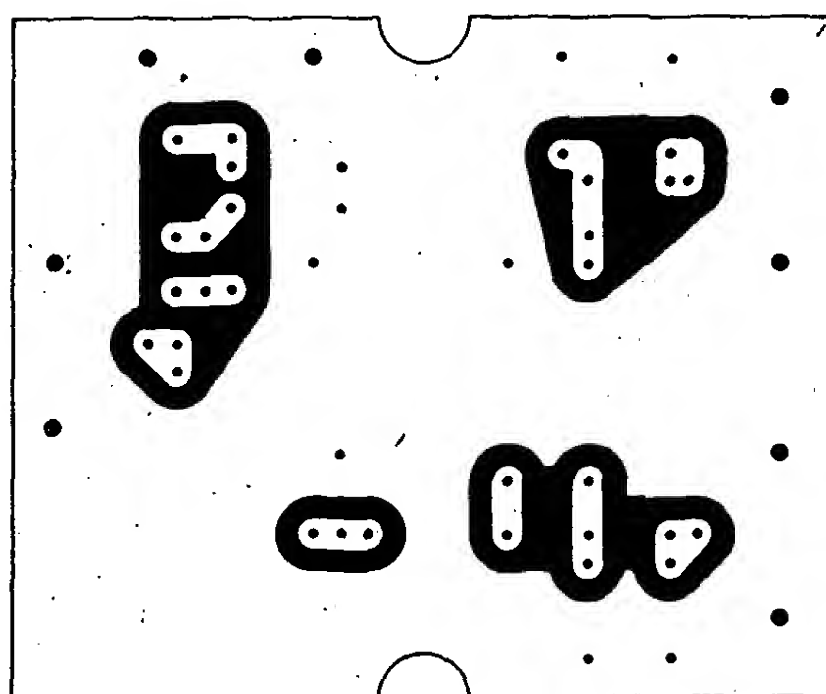
a FM) $b \leq 0,5$ dB, pro UKV (TV IV–V) $b \leq 1$ dB. Chceme-li sloučit více signálů než dva, můžeme doplnit jeden nebo dva vstupy výhybky směrovým vazebním členem a to buď v provedení jako hybridní člen podle obr. 68, který zvětší útlum asi o 3,5 až 4 dB, nebo transformátorový člen podle obr. 62, který jeden vstup preferuje (zvětší útlum pouze o 0,5 až 1 dB. Chceme-li sloučit více signálů než dva, můžeme doplnit jeden nebo dva vstupy výhybky směrovým vazebním členem a to buď v provedení jako hybridní člen podle obr. 68, který zvětší útlum asi o 3,5 až 4 dB, nebo transformátorový člen podle obr. 62, který jeden vstup preferuje (zvětší útlum pouze o 0,5 až 1 dB), druhý potlačuje např. o 11 dB.

Na obr. 100 je deska s plošnými spoji této jednoduché slučovací jednotky. Slučovač můžeme provozovat buď samostatně nebo ve spojení se zesilovačem. V druhém případě se musíme postarat o vyrovnání úrovně všech sloučených signálů. Na obr. 100 jsou proto doplněny jednotlivé vstupy odporovými útlumovými články tvaru Π.

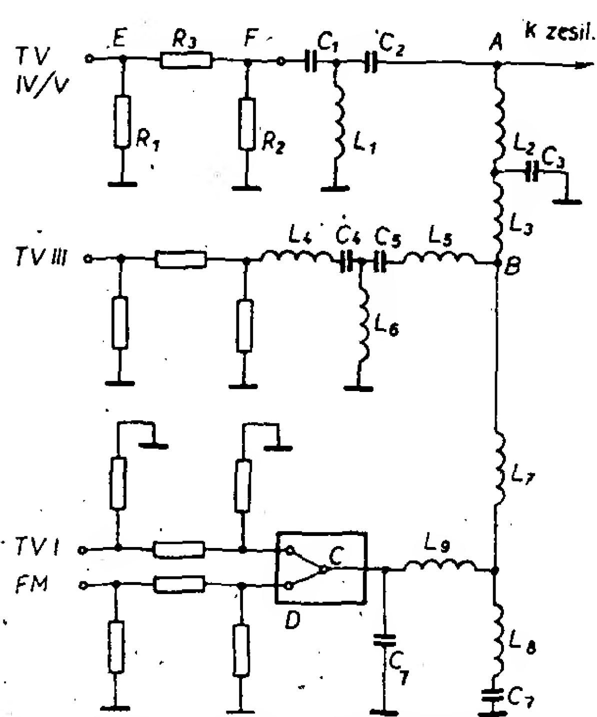
Slučovací jednotka na obr. 100 je konstruována tak, že ji lze umístit do ploché instalační krabice 6480–81. Budeme-li používat širokopásmový zesilovač podle obr. 108, můžeme slučovací člen spojit se zesilovačem přímo spájením desek s plošnými spoji způsobem, který je popsán dále.

Složitější slučovací jednotka je řešena jako soubor propustí a pásmové propusti, případně hybridních prvků. Vstupy jsou doplněny útlumovými členy. Umožňuje sloučit TV I, TV III, TV IV–V, příp. FM CCIR, OIR. Schéma je na obr. 101. Signál UKV (TV IV–V) je přiváděn do bodu *A* přes horní propust ze dvou kondenzátorů C_1, C_2 a z cívky L_1. Všechny ostatní signály, tj. VKV, přicházejí do místa *A* přes dolní propust L_2,





Obr. 100. Deska s plošnými spoji jednoduché slučovací jednotky (deska N234). Odpory útlumových článků volíme vždy podle tab. 6. – případně se vypouští L_1 má 1 3/4 závitu na trnu o Ø 4 mm drátu Cu o Ø 1 mm, L_2 6 z na Ø 3 mm drátu o Ø 0,8 mm, L_3 4 1/2 z na Ø 3 mm drátu o Ø 0,8 mm Cu, C_1 je TK754, 4,7 pF, C_2 TK 754, 3,3 pF, C_3 TK 754, 10 pF



Obr. 101. Schéma slučovací jednotky

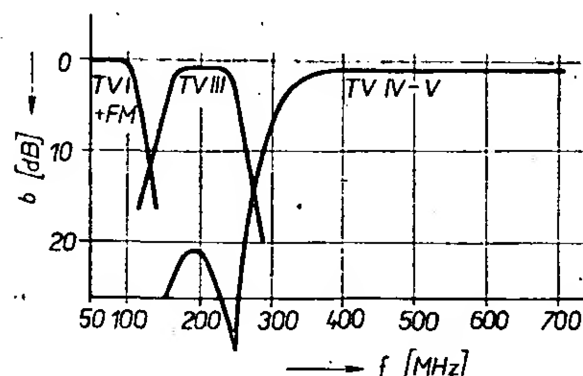
L_3 a C_3 a jsou sloučeny v bodě B. Signály TV III jsou přivedeny přes pásmovou propust L_4, L_5, L_6, C_4, C_5; TV I příp. FM rozhlas přes dolní propust L_7, L_8, L_9, C_6, C_7. Tato propust je široká tak, aby umožnila příjem FM obou norem. TV I a FM lze sloučit rozbočovačem, jehož konstrukce je na obr. 68, 69, příp. odbočovačem z obr. 61, 62. Na obr. 101 je varianta s rozbočovačem. Volný ostrůvek na desce se spoji (bod *B*, obr. 103) můžeme využít pro odpor 75 Ω, zakončující jeden z vývodů odbočovače.

Budeme-li přes vstup TV I/FM přijímat pouze jeden signál, rozbočovač (odbočovač) odpadne, body *C*, *D* je nutno propojit krátkou spojkou. Podobně se postupuje i tehdy, nepoužijeme-li útlumové členy: odpory příčných větví (např. R_1, R_2) odpadnou, odpor podélné větve (R_3) nahradíme opět krátkou propojkou (např. body *E*, *F*).

Elektrické vlastnosti jsou na obr. 102. Průchozí útlumy pro TV I a FM jsou asi $b \leq 0,3$ dB. Použití rozbočovače zvětší útlum asi na $b \leq 4$ dB. Zařadíme-li místo rozbočovače odbočovač, můžeme jeden signál preferovat, neboť průchozí útlum odbočovače je velmi malý (asi 0,5 dB) druhý poněkud potlačit (odbočovací útlum = 11 dB). Obecně se vstup s větším útlumem hodí pro příjem FM, neboť jeho úroveň má být asi o −10 dB menší, než úroveň TV signálů. Především je však nutno brát ohled na místní poměry.

Větev TV III má útlum asi $b \leq 0,5$ dB. V pásmech UKV (TV IV–V) roste útlum od $b \leq 1$ dB ve IV. pásmu na $b \leq 1,5$ dB v V. pásmu. Vzhledem k tomu, že výhybka je

zařazena před zesilovač, její útlum zmenšuje jeho zisk a zvětšuje šumové číslo. Jelikož předpokládáme použití zesilovače s šumovým číslem $F \leqq 5$ dB v rozsahu 50 až 800 MHz, bude výsledné šumové číslo $F \leqq 5$ až 6,5 dB, tedy podstatně lepší než šumové číslo našich televizorů ($F \leqq 18$ dB).

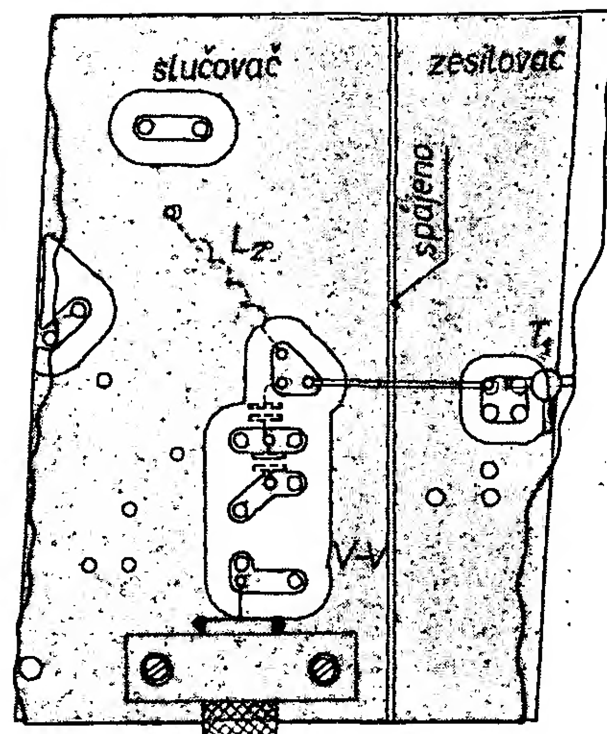


Obr. 102. Elektrické vlastnosti slučovací jednotky

Impedanční přizpůsobení samostatné výhybky je ČSV $\leqq$ 1,6. Tento údaj platí pro ideální případ, kdy se měří impedance vždy na jednom vstupu, přičemž ostatní jsou zakončeny odpory 75 Ω.

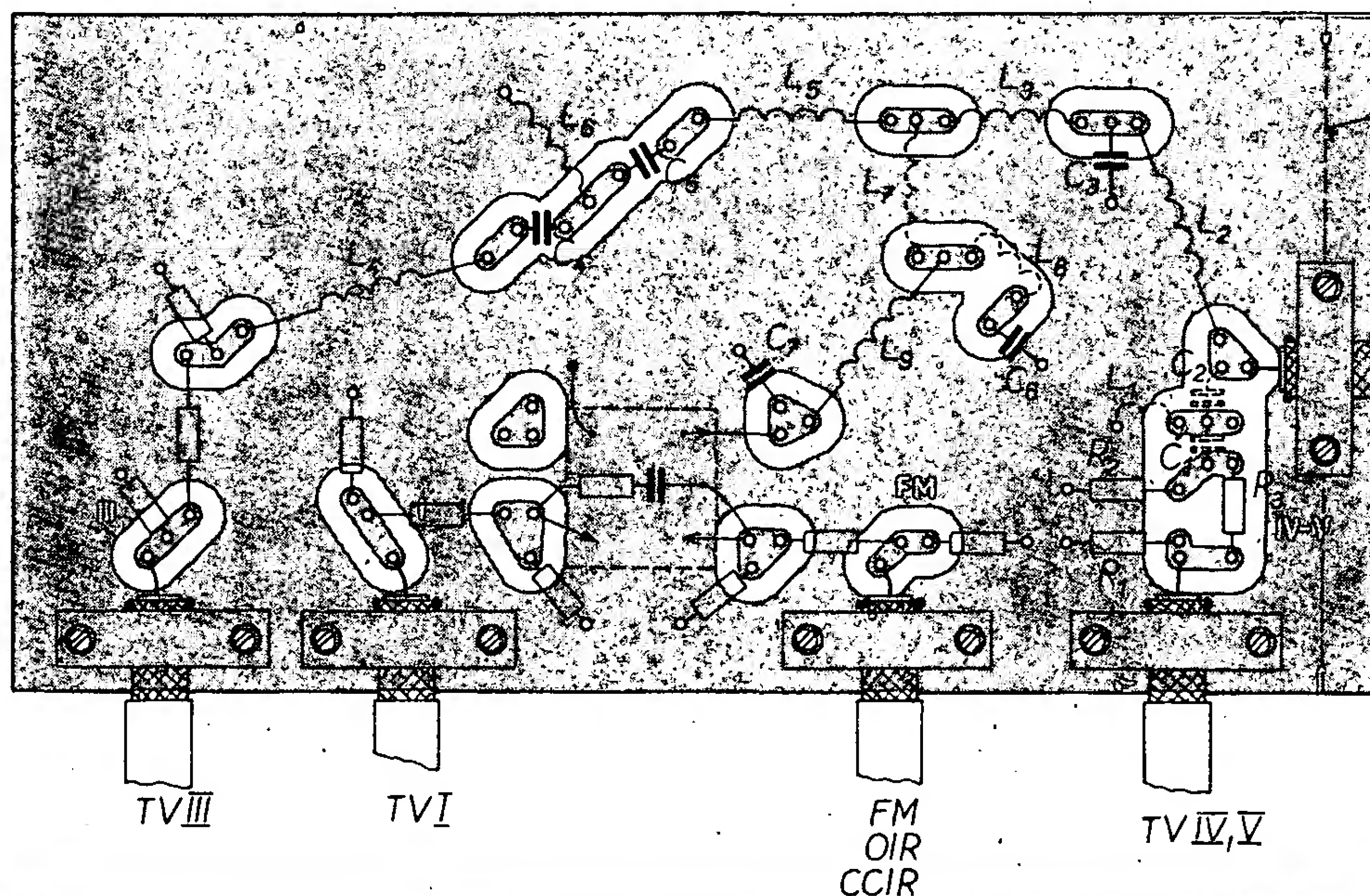
Konstrukce výhybky je na obr. 103. Jednotlivé prvky jsou pájeny tak, že plně kreslené jsou ze strany fólie, čárkovaně kreslené ze strany izolantu. Kondenzátory jsou běžné keramické typy. Je žádoucí, aby jejich tolerance byla maximálně ± 5 %. Cívky mají relativně malý průměr a více závitů. Toto uspořádání je voleno z důvodů lepší reprodukovatelnosti. Obecně lze o reprodukovatelnosti říci, že menší odchylky ve funkci (posuv mezního kmitočtu, změny ČSV) se běžně vyskytnou, nebudou však takové, aby činily výhybku nepoužitelnou. Často lze jistého zlepšení dosáhnout odehnutím krajních závitů, popř. roztažením nebo naopak přiblížením závitů. Výhybku je možno použít při silném vstupním signálu samostatně bez zesilovače. Vstupy a výstupy jsou v tomto případě připojeny na souosý kabel příchytkami (obr. 87, 103), které z druhé strany desky s plošnými spoji podložíme tuhým páskem, aby se při utahování deska nedeformovala. Příchytky zajišťují mechanické i elektrické (stínění) spojení kabelu s příslušným spojem. Kabely jsou proto přivedeny na stranu s fólií. Stejným způsobem uspořádáme výhybku i tam, kde sice použijeme zesilovač, ale ten bude vzdálen od výhybky.

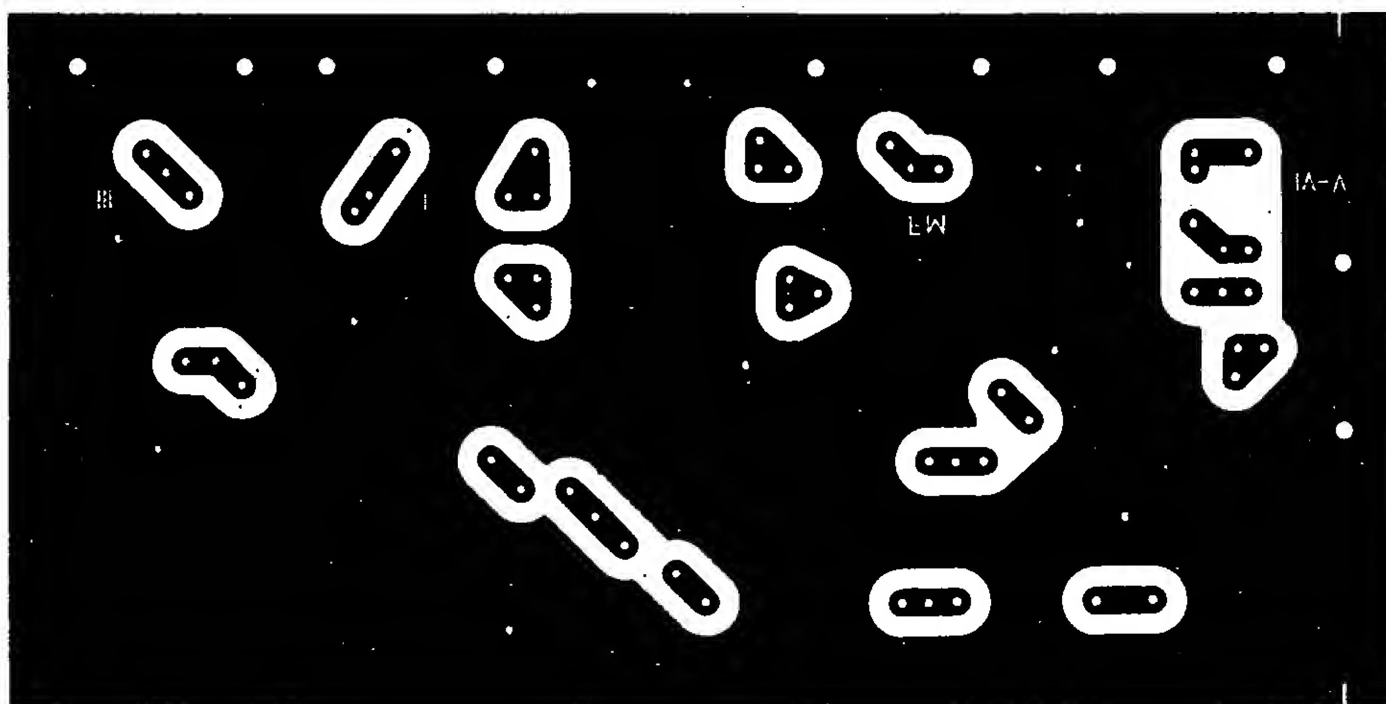
Běžné uspořádání při provozu výhybky se zesilovačem je na obr. 104. Výstupní stranu



Obr. 104. Spojení slučovače se zesilovačem

desky s plošnými spoji výhybky seřízneme asi o 7,5 mm, jak je naznačeno v obr. 103 čárkovaně. Podobně seřízneme desku s plošnými





Obr. 103. Deska s plošnými spoji slučovací jednotky (deska N235) ($C_1C_2L_1$ mají být správně ze strany fólie)

spoji zesilovače na jeho vstupní straně asi o 5 mm (obr. 106, čárkovaná přímka). Obě desky spájíme po celé délce (obr. 104). Vstup zesilovače spojíme s výstupem výhybky co nejkratším spojem s kondenzátorem C_1 (pro zesilovač z obr. 109), vedeným na straně fólie těsně (asi 1 mm) nad jejím povrchem.

Celou výhybku případně i se zesilovačem umístíme v krabici z izolační hmoty, např. slepené z novoduru. Rozměry skříňky nejsou kritické, stačí, aby byly vzdáleny asi 10 mm od cívek a kondenzátorů za předpokladu, že nebude vystavena přímo vlivům povětrnosti (umístění uvnitř budovy, na půdě apod.). Tam, kde by krabice byla vně budovy, je žádoucí ji poněkud zvětšit (vzdálit cívky a kondenzátory od jejího povrchu asi na 15 až 20 mm) a velmi pečlivě utěsnit. Tomuto uspořádání se pokud možno vyhneme a výhybku se zesilovačem umístíme na místě chráněném a suchém.

Použité součásti

Cívky

L_1	1 3/4 závitu drátu o Ø 1 mm CuL na Ø 4 mm
L_2	8 3/4 z na Ø 3 mm
L_3	4 z na Ø 3 mm
L_4	7 z na Ø 3 mm
L_5	6 z na Ø 3 mm
L_6	8 z na Ø 3 mm
L_7	8 z na Ø 4 mm
L_8	3 3/4 z na Ø 4 mm
L_9	13 3/4 z na Ø 3 mm

Všechny cívky jsou vinuty s mezerami asi 1 mm drátem o Ø 0,8 mm CuL (kromě L_1)

Kondenzátory

C_1	4,7 pF TK 754 (nebo podobné keramické)
C_2	3,3 pF
C_3	12 pF
C_4, C_5	5,6 pF
C_6, C_7	22 pF

Zesilovač

Pro realizaci byly zvoleny dvě varianty zesilovače. Jednak je to doporučené zapojení firmy Telefunken pro tranzistory BFT95, poněkud upravené pro naše použití, jednak naše zjednodušená varianta.

Věnujme se nejprve původnímu zesilovači. Byl navržen na oboustranně plátované desce z bílého „Polyprintu" tloušťky 1,4 mm, rozměru 52 × 32 mm. Jde o materiál s vynikajícími elektrickými vlastnostmi, hlavně s malými ztrátami. Zesilovač osazený dvěma BFT95 (tedy p-n-p) dává zisk asi 23 dB, šumové číslo $F \leqq 4,3$ dB, ČSV $\leqq 2,3$ pro $Z_0 = 50\ \Omega$ maximální výstupní napětí $U_0 \leqq 95$ dBμV.

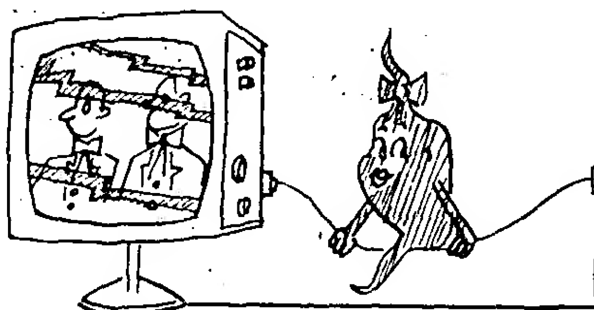
Zesilovač byl ověřen na našem kuprextitu tloušťky 1,5 mm, jiný jsme neměli. Z elektrických hledisek by se lépe hodil materiál tlustší, 2 až 2,5 mm.

Tranzistory BFT95 byly nahrazeny obdobnými BFR91 a BFR90 (tedy n-p-n, BFT95 nebyly k dispozici). Původní rozměry desky (52,5 × 32,5 mm, obr. 106) byly ponechány, zvětšena byla stínicí strana spoje (92,5 × 62,5 mm). Důvodem pro toto zvětšení je skutečnost, že původní zesilovač měl stínicí stranu desky se spoji zapájenu do vodivé krabičky, která stínicí stranu vlastně zvětšovala. Bez této krabičky (52,5 × 32,5 × 20 mm) jevil zesilovač známky nestability. V našem případě počítáme s nevodivou krabicí, ve většině případech společnou pro zesilovač i výhybku. Rozměry zesilovače byly v této koncepci přizpůsobeny.

Schéma zesilovače je na obr. 105. Jde o dvoustupňový širokopásmový zesilovač s paralelními a sériovými negativními zpětnými vazbami. Sériové zpětné vazby jsou vytvářeny vždy čtyřmi emitorovými odpory (R_3, R_{10}) zapojenými paralelně spolu s kondenzátory C_2, C_8, jež vytvářejí kmitočtovou korekci, tj. zmenšují zpětnou vazbu se zvyšujícím se kmitočtem. Jaký význam má paralelní řazení 4× R_3? Kondenzátor C_2, popř. C_8 tvoří spolu s indukčností odporu R_3, popř. R_{10} parazitní paralelní rezonanční obvod, zařazený mezi emitor a zem. Jakmile se provozní kmitočet zesilovače blíží k rezonančnímu kmitočtu tohoto obvodu, mění se jednak stupeň zpětné vazby, jednak fáze zpětnovazebního napětí. Na přenosové charakteristice se objevuje nepříjemné zvlnění, zisk se neúměrně zvětšuje, zesilovač se stává nestabilním, případně se rozkmitá. Je žádoucí, aby rezonance zmíněného nežádoucího paralelního obvodu byla posunuta daleko nad provozní pásmo zesilovače, do oblasti, v níž zisk tranzistorů se již rychle zmenšuje. Tomu napomáhá též použití terčíkových (bezvývodových) kondenzátorů C_2 a C_8.

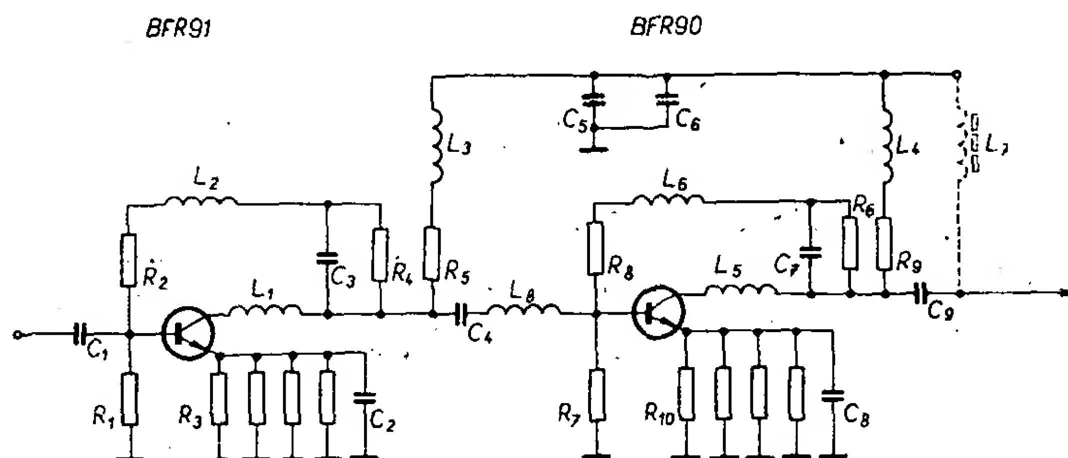
Paralelní zpětná vazba je zaváděna odpory R_2 a R_8. Indukčnost cívek L_2 a L_6 ji směrem k vyšším kmitočtům zmenšují (kompenzace zmenšujícího se zisku tranzistorů).

V navrženém zesilovači jsou nad asi 500 MHz zpětné vazby vyřazeny, zisk se začíná zmenšovat, průběh impedance se zhoršuje, reálná složka se rovněž zmenšuje. Impedanční přizpůsobení v širším pásmu je prakticky nerealizovatelné, navíc kompenzační obvody by měly přídavné ztráty, které by zmenšovaly zisk a zhoršovaly šumové číslo. Zesilovač na obr. 105 byl původně určen pro $Z_0 = 50\ \Omega$. Vzhledem k tomu, že reálná část vstupní impedance samotného tranzistoru je $\leqq 50\ \Omega$, je impedanční situace v našem případě, kdy se musí používat $Z_0 = 75\ \Omega$, o něco horší (ČSV $\leqq 3$). Pro daný účel to však není na závadu: souosý kabel k anténě nebývá obvykle tak dlouhý, aby mohl zhoršovat kvalitu obrazu a zhoršení šumových poměrů je zanedbatelné.



Vraťme se však ještě ke schématu na obr. 105. Indukčnosti L_1, L_8 kompenzují kapacitní složky výstupní impedance prvního tranzistoru na vyšších kmitočtech. Tím přizpůsobují tranzistory mezi sebou, L_5 upravuje výstupní impedanci.

Napájecí soustava je vf uzemněna terčíkovým kondenzátorem C_5 a běžným plochým (poduškovým) keramickým kondenzátorem C_6. Důvodem je nutnost beze zbytků likvidovat parazitní zpětné vazby přes napájecí obvody. Tomu napomáhají též malé sériové plošné cívky L_3 a L_4.



Obr. 105. Schéma zesilovače (širokopásmového) na oboustranně plátované desce s plošnými spoji

V zesilovači jsou použity tři terčíkové bezvývodové kondenzátory C_2, C_8, C_5. Neseženete-li je, lze je nahradit poduškovými typy, které připájíte s minimálními přívody se strany fólie. V přenosové charakteristice se může objevit zvlnění přibližně nad 600 MHz. Totéž platí o impedanci.

Osazená deska s plošnými spoji je na obr. 106, všechny součásti jsou samozřejmě pájeny s co nejkratšími přívody. Elektrické parametry jsou na obr. 107. Zesilovač lze vybudit na maximální výstupní úroveň $U_0 \leqq 95$ dBμV (měřeno na 250 MHz). Doporučujeme však nepřekračovat $U_0 = 80$ dBμV. Jak je vidět, proti originálu je zisk poněkud menší. Je to patrně především následek ztrát v materiálu desky s plošnými spoji, dále změnou typu tranzistorů. I tak jsou však výsledky dobré, pro daný účel plně vyhovují.

Použité součásti

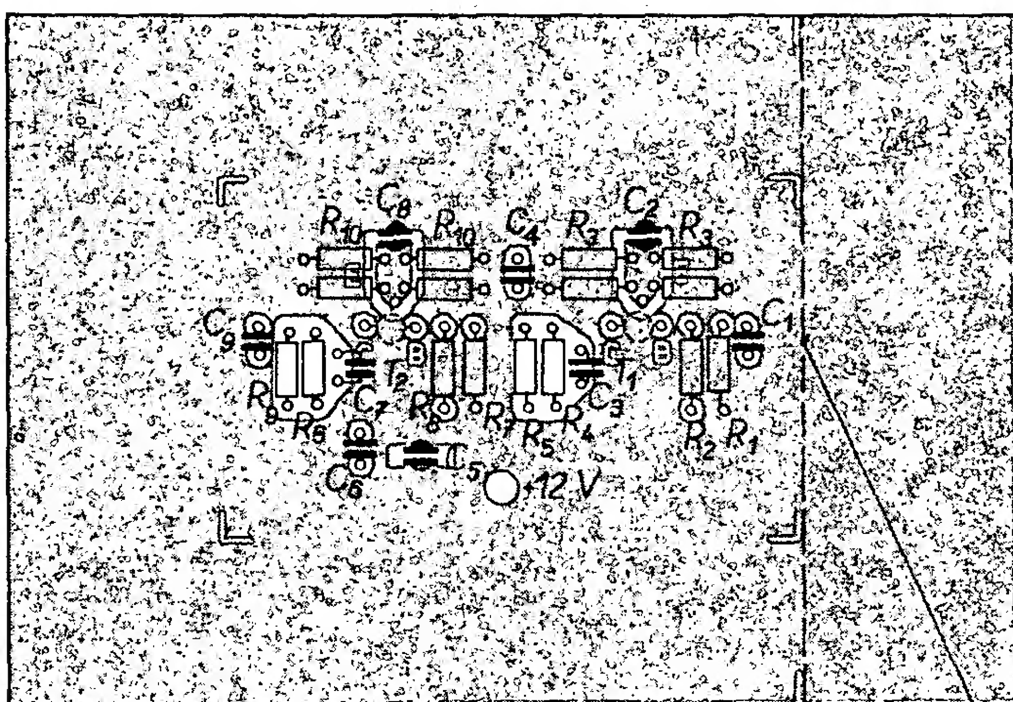
Odpory (TR 112, TR 151, TR 191)

R_1	3,3 kΩ
R_2	390 Ω
R_3	4 × 33 Ω
R_4	22 kΩ
R_5	680 (560) Ω
R_6	5,6 kΩ
R_7	2,2 kΩ
R_8	390 Ω
R_9	470 (390) Ω
R_{10}	4 × 33 Ω

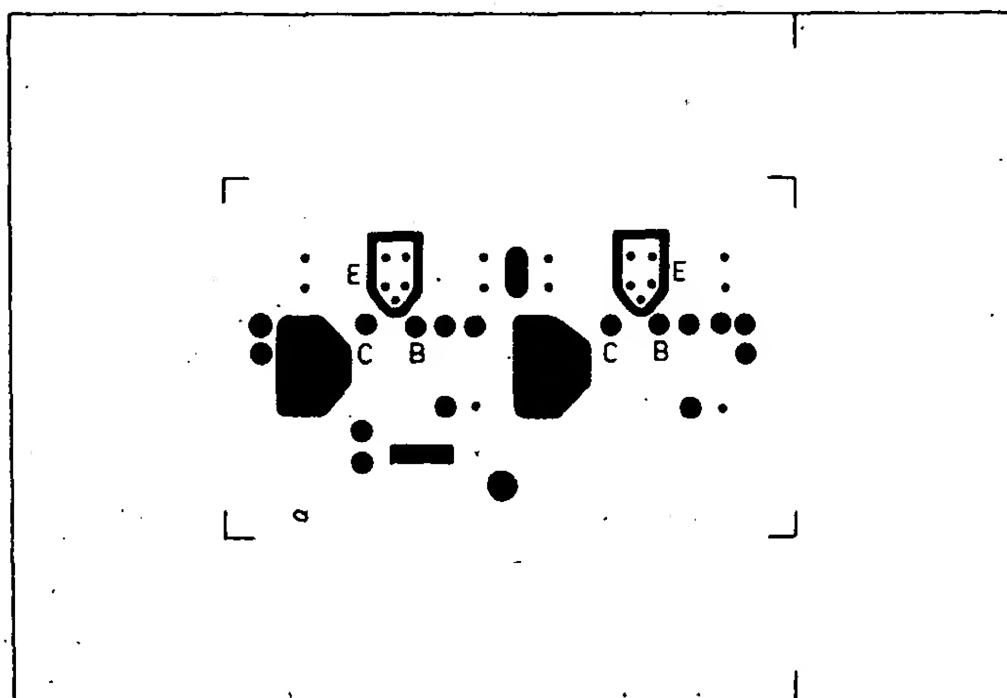
Hodnoty R_5 a R_9 v závorkách zlepšují poněkud linearitu, avšak zmenšují zisk až o 1 dB.

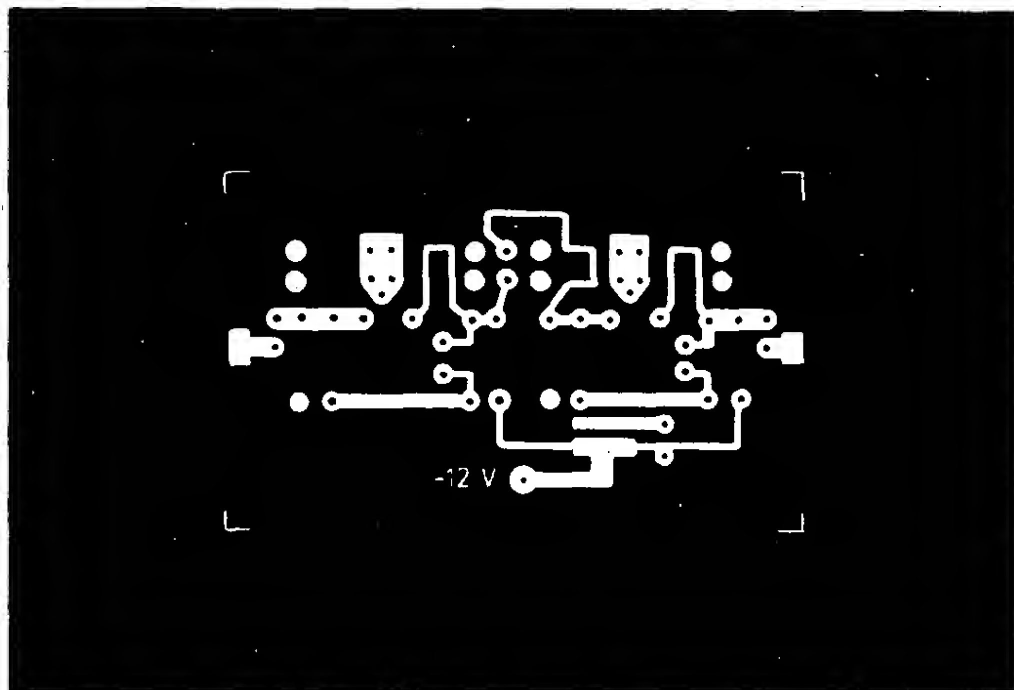
Kondenzátory

C_1	1,5 nF, TK 745 (TK 725)
C_2	15 pF, kotoučový bez vývodů, TK 651 (TK 671)
C_3, C_4	1,5 nF, TK 745 (TK 725)
C_5	1,8 nF, klínový bez vývodů, TK 960
C_6	33 nF, TK 783
C_7, C_9	1,5 nF, TK 745 (TK 725)
C_8	15 pF, kotoučový bez vývodů, TK 651 (TK 571)
L_7	tlumivka 14 z drátu o Ø 0,2 až 0,3 CuL na toroidu o Ø 4/2,4 × 1,6 mm, ferit. hmota N05



při spojení s výhybkou zde odříznout a spájet





Obr. 106. Deska N236 zesilovače z obr. 105

Tranzistory

T_1	BFR91 (Philips)
T_2	BFR90 (Philips)

V obou stupních lze použít BFR90 nebo BFR91. Samozřejmě je možno vrátit se k původnímu osazení, tj. 2× BFT95 s tím, že zaměníme polaritu napájení (BFT95 je tranzistor typu p-n-p). Tranzistory lze pájet jak ze strany součástek, tak spojů.

Před montáží pokud možno zkontrolujeme odpory, obzvláště ty, které určují pracovní body tranzistorů, tj. děliče R_1, R_4, R_6, R_7, popř. kolektorové odpory R_5, R_9. Tolerance by pokud možno neměly přesáhnout 5 %. Při větších tolerancích je třeba jisté opatrnosti při oživování. To je ostatně žádoucí vždy, když pracujeme s poměrně drahými tranzistory. Napájecí napětí zvětšujeme postupně až do maxima, tj. 12 V. Průběžně kontrolujeme pracovní body:

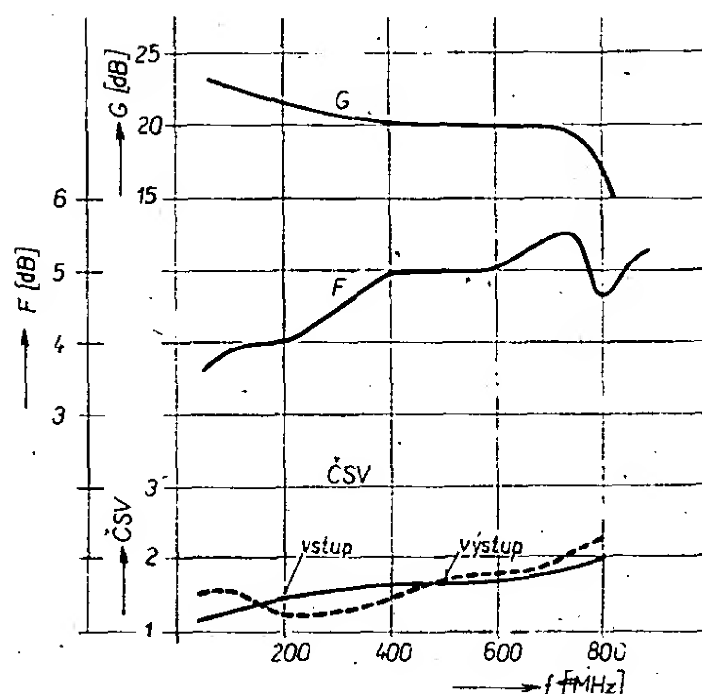
$T_1 \doteq 7$ V/7 mA.

$T_2 \doteq 5$ V/16 mA.

Kabel k zesilovači připevníme stejným způsobem jako ke slučovací jednotce, tj. příchytkou z obr. 87.

Zesilovač lze doporučit i méně zkušeným pracovníkům, „chodí" na první zapojení. Tam, kde je dodržena podmínka o maximálním doporučeném výstupním napětí (U_o = 80 dBμV, tj. 30 mV) je provoz bez problémů. Výstupní napětí můžeme regulovat pouze útlumovými členy na vstupu výhybky, příp. zesilovače, nebo ekonomičtěji ziskem antény. Nikdy ne změnou pracovních bodů tranzistorů! Tím bychom mohli zhoršit linearitu zesilovače.

Jediným problémem při realizaci je dvojvrstvová deska s plošnými spoji. Výrobce v ČSSR totiž nezaručuje elektrické vlastnosti s přijatelnými tolerancemi. V tomto směru může dojít i k nemilým překvapením.

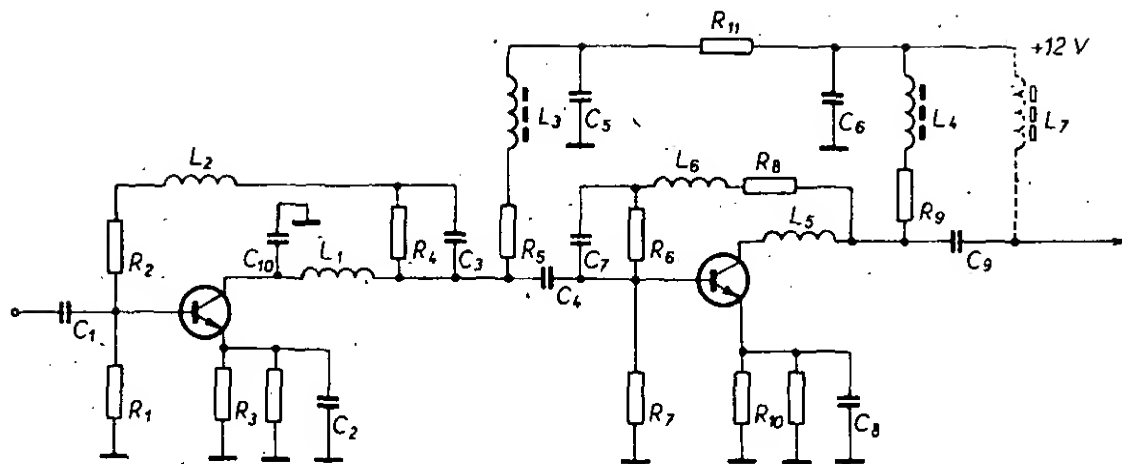


Obr. 107. Elektrické vlastnosti zesilovače z obr. 105

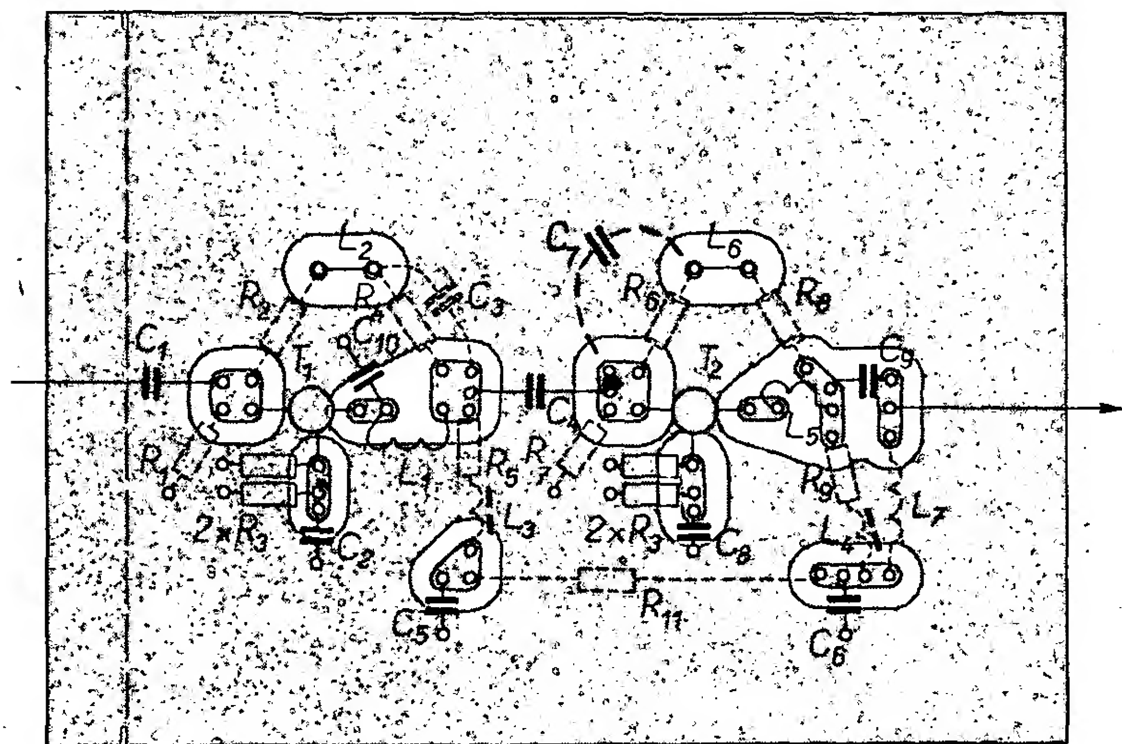
V dalším textu je popsán zjednodušený typ širokopásmového zesilovače na jednostranně plátované desce s plošnými spoji, který má poněkud výhodnější vlastnosti v oblasti UKV.

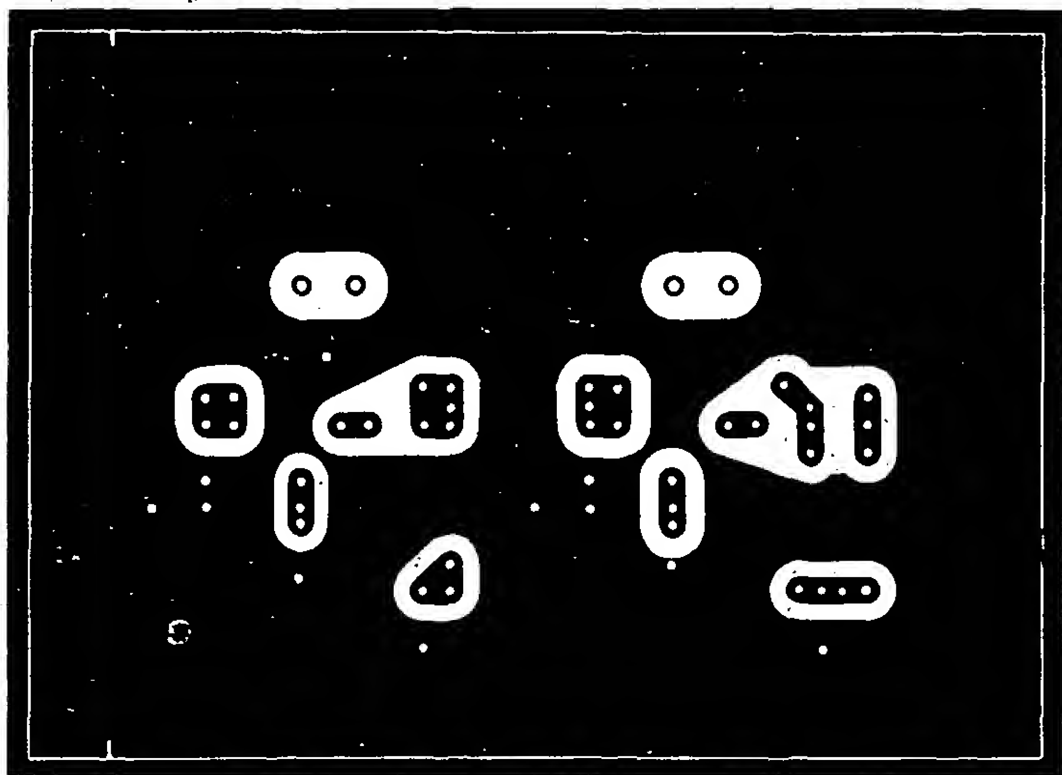
Schéma zesilovače je na obr. 108. V principu je zapojení shodné s předchozím. Určité změny jsou v obvodech zpětných vazeb. Sériová zpětná vazba je nyní realizována vždy pouze dvěma odpory paralelně (2× R_3 = 2× R_{10}). Ty je však nutno pájet ze strany tranzistorů, tj. ze strany fólie a to s velmi krátkými vývody. Kondenzátory C_2, C_8, které upravují průběh zpětné vazby – původně terčíkové (schéma na obr. 105) – jsou nahrazeny běžnými poduškovými. Pájíme je s co nejkratšími vývody (!) opět ze strany fólie. Pod pojmem velmi krátký vývod je míněn vývod délky asi 1 až 2 mm dlouhý! Při delších vývodech může někdy vzniknout extrémní zvlnění v přenosové charakteristice na UKV.

Paralelní zpětná vazba byla poněkud zmenšena zvětšením odporů R_2 a R_8. Tím se zvětšil zisk na VKV. Indukčnosti ve zpětné vazbě (L_2 a L_6) jsou tvořeny pouze protažením vývodu odporů R_2 a R_8 děrami v desce



Obr. 108. Zapojení zjednodušeného zesilovače





Obr. 109. Deska s plošnými spoji N237 zesilovače z obr. 108 (C_7 v obrázku chybí)

s plošnými spoji. Pro vf jsou odpory R_4 a R_6 blokovány kondenzátory C_3 a C_7. Vývody R_4, C_3 jsou na straně L_2 prostrčeny společnou děrou v desce s plošnými spoji a spájeny. Je třeba, aby kapacita tohoto bodu vůči zemi byla minimální. Obdobně je zhotoven spoj R_6, C_7 s L_6.

Indukčnost cívek L_1 a L_5 znatelně ovlivňuje zisk a impedanční přizpůsobení zesilovače; zvětšuje-li se, zvětšuje se v rozsahu UKV nejen zisk, avšak i ČSV. Na zhoršení impedančních vlastností se obzvláště podílí L_1.

V obr. 110, kde jsou elektrické vlastnosti zesilovače, najdeme též vliv L_1 na zisk a ČSV. Pro domácí rozvod je lépe volit variantu s menším ČSV, s malou indukčností L_1; $L_1 = L_2 = 2$ závity lze považovat za kompromis z hlediska zisku a ČSV.

Ve schématu jsou do série s kolektorovými odpory R_5, R_9 zapojeny tlumivky L_3 a L_4. Jejich úkolem je především zvětšit kolektorovou zatěžovací impedanci tranzistorů. Pro funkci zesilovače nejsou nutné, zvětšují však zisk, hlavně na UKV: L_3 asi o 0,3 až 0,5 dB, L_4 asi o 0,8 až 1 dB. Původně byl zesilovač navržen bez nich, obdobně jako doporučené aplikační schéma fy Telefunken, chybí proto „ostrůvky" v plošných spojích. Je tedy nutné spojit tlumivky s příslušnými odpory přímo (obr. 109). Elektricky je tento způsob ostatně výhodnější, než spojení přes „ostrůvek". Tlumivky L_3 a L_4 (popř. L_7) jsou vinuty na toroidy o ∅ 4,0/2,4 × 1,6 mm z libovolné hmoty N (v našem příp. N05). Forma toroidů je výhodná z hlediska jednak rozměrů, jednak vzájemných vazeb. Neseženete-li feritové toroidy, lze L_3 a L_4 vynechat (obzvláště L_3).

Elektrické vlastnosti zesilovače jsou na obr. 110. Maximální výstupní vf napětí zesilovače je asi $U_o \leqq 90$ dBμV. Doporučujeme však zásadně používat menší výstupní napětí, $U_o \leqq 80$ dBμV, tj. $\leqq 30$ mV.

Pracovní body obou tranzistorů jsou stejné jako u předchozího zesilovače, tj. T_1 = 7 V/7 mA, T_2 = 5 V/15 mA.

Na rozdíl od běžných zvyklostí jsou součásti pájeny z obou stran desky s plošnými spoji. Např. oba tranzistory, součásti hlavní cesty signálu, blokovací kondenzátory jsou pájeny ze strany fólie. Důvodem této úpravy je snaha zmenšit ztráty v dielektriku, v některých případech zkrátit spoje, nebo oddělit stíněním některé obvody zesilovače.

Srovnáme-li elektrické vlastnosti zesilovače (obr. 107) a upraveného zesilovače (obr. 110) lze konstatovat, že úprava zvětšila zisk v oboru UKV za cenu přijatelného zhoršení impedance. Markantní je rychlý pokles zisku u původního zesilovače nad 700 MHz. Je to zřejmě vliv nevhodného materiálu desky. To je také patrně důvod méně příznivých šumových vlastností původního zesilovače. Vcelku lze však říci, že rozdíly v elektrických vlastnostech nejsou zásadní a v provozu budou patrné pouze nad 600 MHz.

Obecně je zjednodušený zesilovač výhodný tím, že materiál (jednostranně plátovaný kuprextit) při dané koncepci (oboustranné osazení součástkami) prakticky neovlivňuje elektrické vlastnosti zesilovače. Z tohoto hlediska je vhodné dát tomuto provedení přednost před zesilovačem na oboustranně plátované desce.

Osazená deska s plošnými spoji je na obr. 109. Součásti pájené ze strany fólie jsou vyznačeny čárkovaně, ostatní plně.

O konstrukci krabice pro zesilovač a o spojení s výhybkou platí totéž, co o předchozím zesilovači (odstřižení části stínění a jejich spájení).

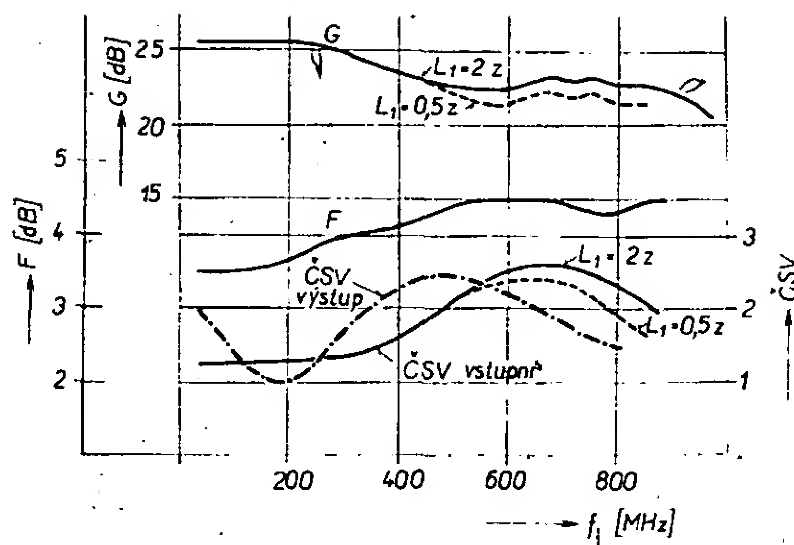
Seznam součástí

Odpory (TR 112, TR 151, TR 191)

R_1	3,3 kΩ
R_2	560 Ω
R_3	2 × 22 Ω
R_4	22 kΩ
R_5	680 (560) Ω
R_6	5,6 kΩ
R_7	2,2 kΩ
R_8	560 Ω
R_9	470 (390) Ω
R_{10}	2 × 22 Ω
R_{11}	10 Ω

Kondenzátory

C_1	1,5 nF, TK 745 (TK 725)
C_2	5,6 pF, TK 754
C_3, C_4	1,5 nF, TK 745 (TK 725)
C_5, C_6	15 nF, TK 783



Obr. 110. Elektrické vlastnosti zesilovače z obr. 108

C_7	1,5 nF, TK 745 (TK 725)
C_8	5,6 pF, TK 754
C_9	1 nF, TK 745 (TK 725)
C_{10}	1 až 1,5 pF, TK 656

Cívky

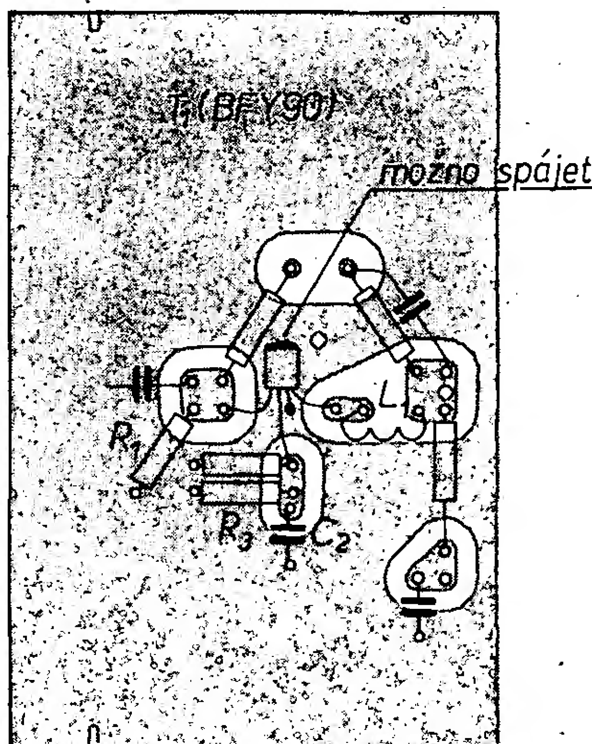
L_1	2 závity drátu o ∅ 0,5 mm na trnu o ∅ 1,5 mm
L_2	propojka o ∅ 0,5 mm
L_3, L_4	tlumivka, 12 z drátu CuL o ∅ 0,2 až 0,3 mm na toroidu *o ∅ 4/2,4 × 1,6 mm (ferit N05)*
L_5	jako L_1
L_6	jako L_2
L_7	tlumivka, 14 z drátu o ∅ 0,3 mm na toroidu *o ∅ 4/2,4 × 1,6 mm (ferit N05)*

V nouzi lze L_3, L_4, L_7 navinout se stejným počtem závitů na feritové šroubovací jádro M3 (z hmoty N). Délku jádra volíme co nejmenší.

Pro oba zesilovače byly použity tranzistory BFR90, BFR91. Byly vybrány především z elektrických hledisek. Jsou to tranzistory zahraniční a pro většinu je značným problémem je získat. Stojíme před choulostivou otázkou, jak je to s možností náhrady BFR90 jiným dostupným tranzistorem. Předně je nutno konstatovat, že u nás se nic podobného nevyrábí. Zbývá tedy jediné: individuální, regulérní dovoz s řádným proclením. Cena BFR90 je asi 10 DM, clo nebude patrně velké. Rozhodně je tento způsob bezpečnější, než používání služeb různých překupníků.

Poněkud levnější je tranzistor BFY90 (asi 5 DM), ovšem jeho elektrické vlastnosti jsou v kmitočtovém oboru UKV zásadně horší. Pokud budeme volit výše uvedenou regulérní cestu k získání potřebných tranzistorů, nemělo by cenu dovážet zastaralé tranzistory BFY90. Přesto se však zmíníme o jejich využití pro náš zesilovač. Máme-li alespoň jeden tranzistor BFR90, použijeme ho samozřejmě na vstupu. Tím si zajistíme dobré šumové vlastnosti celého zesilovače. Druhý stupeň osadíme horším BFY90. Naskýtá se otázka, jaké to bude mít následky a jak to provést. Předně se musíme připravit na to, že se zisk na UKV zmenší nejméně na polovinu, tj. asi 4 až 5 dB na stupeň. Zisk celého zesilovače se při náhradě jediné BFR90 tranzistorem BFY90 zmenší asi na 15 dB (pro UKV). Při náhradě obou tranzistorů za BFY90 bude zisk pro UKV $G = 10$ dB. Navíc se zvětší šumové číslo v tomto kmitočtovém oboru asi na 9 až 11 dB.

Jak při náhradě postupovat? Vývody je nutno zkrátit na minimum, obzvláště spoj na čepičku, který uzemníme nejkratším možným způsobem na zemnicí část fólie desky s plošnými spoji, která se nachází mezi vstupním a výstupním ostrůvkem původního tranzistoru. Ti zkušenější mohou připájet čepičku tranzistoru přímo k plošnému spoji. Tranzistor je pak přiložen naplocho k příslušnému spoji a horní část čepičky je k němu připájena (obr. 111). Veškeré spoje pak



Obr. 111. Záměna BFR91 za BFY90 v zesilovači podle obr. 108

budou velmi kráké. Připájení čepičky tranzistor nepoškodí, BFY90 je křemíkový tranzistor, přesto je však vhodné čepičku předem „opájet" a pracovat rychle. Zemnicí vývod je pak možné odštípnout.

Pracovní body zesilovače s tranzistory BFY90 mohou zůstat shodné jako u původního zesilovače. Obvykle není nutno ani měnit dělič v bázi. Při oživování je však třeba postupovat opatrně, pozvolna zvětšovat napětí, kontrolovat pracovní body. Rozptyl parametrů BFY90 je větší, než BFR90. Tlumivky L_3, L_4 jsou při osazení BFY90 nutné. Kondenzátor C_{10} (1 pF) vynecháme.

Naměřené průběhy zisku, impedance a šumu jsou na obr. 111.

Závěrem ještě krátce o napájení. Napájecí napětí zesilovačů je možno připojit do místa, označeného na desce s plošnými spoji. Je žádoucí, aby spoj ke zdroji neležel na vlastním zesilovači, nýbrž vycházel z něj nejkratší možnou cestou, vyhýbaje se aktivním (vf) částem zesilovače. Zesilovač je možno napájet i po kabelu, který vede k televizoru. Za tím účelem je nutné spojit napájecí ostrůvek zesilovače přes tlumivku L_7 s žílou kabelu, jak je naznačeno na obr. 105, 106, 108, 109. Nebudete-li zesilovač napájet po kabelu, samozřejmě odpadá L_7.

Nejjednodušším a přesto velmi dokonalým zdrojem jsou tři ploché baterie. Při odběru asi 25 mA vydrží i několik měsíců. Zvláště první experimenty s rozvodem je nejlépe začínat s podobným levným zdrojem.

Jinak vyhoví jakýkoli dobře vyfiltrovaný zdroj, návodů již vyšlo v AR bezpočet. Typickým pro daný účel je dvoucestný usměrňovač. Stabilizace není nutná, nekolísá-li síť o více než ±10 %. Důležitá je pouze dokonalá filtrace. Zdroj je možno umístit do zvláštní skříňky, nebo i do společné skříně s výhybkou a zesilovačem. V posledním případě je však žádoucí vzdálit co možno transformátor od zesilovače (min. asi 3 cm, od vstupu dvojnásobek) a zdroj umístit směrem za výstup zesilovače.

Postup při návrhu zařízení pro příjem a rozvod signálů TV a R

Nejprve musíme zjistit velikost a jakost signálů, které je možno přijímat. Na základě požadovaného množství a umístění účastnických přípojných míst navrhneme rozvodnou síť, z návrhu vyplyne i požadavek na velikost signálu. Při znalosti těchto dvou údajů určíme, zda je nutné (a jak) signály zesílit a jak je sloučit.

Zajištění vhodných signálů

Při rozhodování, který TV kanál je vhodný k příjmu, je rozhodující síla pole a jeho jakost v místě, kde chceme postavit anténu. Přesně můžeme tyto podmínky zjistit pouze měřičem síly pole a měřicím TV přijímačem.

Budeme-li znát sílu elektromagnetického pole v μV/m, můžeme určit pomocí výrazu (16, str. 175) nebo z diagramu na obr. 113 přímo velikost napětí v μV, nebo úroveň v dB μV pro samotný skládaný dipól. Při znalosti zisku [dB] antény, snadno pak zjistíme úroveň signálu na anténních svorkách.

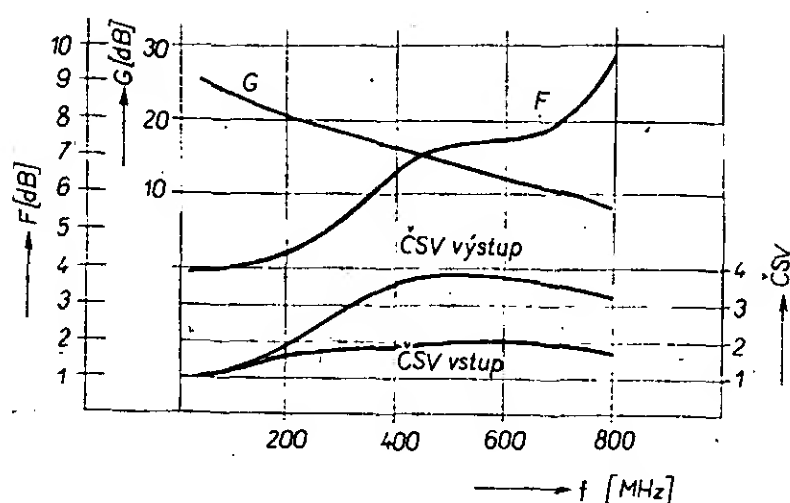
Např. naměříme-li v místě, kde bude umístěna anténa, pole 10 m V/m (24. TV kanál, tj. při kmitočtu nosného obrazu f_{obr} = 495,25 MHz), podle diagramu obr. 113 zjistíme úroveň na dipólu, 60 dBμV. Použijeme-li šestiprvkovou anténu 0624 GL, která má zisk 5,5 dB, můžeme očekávat výslednou úroveň signálu 65,5 dBμV, tj. téměř 2 mV.

Velikost signálu, který dodává použitá anténa, je též možno změřit přímo a to pomocí měřicího TV přijímače, nezbytně nutné je však zjistit tímto přijímačem i jakost signálu. Může se totiž stát, že i silný signál bude do té míry zkreslený, hlavně vlivem odrazů, že bude prakticky nepoužitelný.

Pokud nemáme možnost použít tyto speciální měřicí přístroje, můžeme si vypomoci běžným, nejlépe však přenosným TV přijímačem.

Měřit můžeme jen při nízkých úrovních signálu, kdy ještě „nezabírá" samočinné řízení zisku.

Velikost signálu pak lze určit podle jakosti obrazu. Ve stati o šumu jsme v tab. 2 uvedli přibližné úrovně signálu potřebné pro dokonalý nebo ještě přijatelný obraz. Při měření půjde o to, jak přijímaný signál zmenšit na tuto úroveň. Již dříve jsme uvedli, že při přenosu VKV a UKV můžeme zmenšit signály pouze útlumovým členem. Chceme-li proto zjistit velikost signálu, který přichází z antény, zařadíme do vf vedení takový útlumový člen, který právě ještě umožní dobrý obraz. Ku příkladu, můžeme-li zařadit útlumový člen 20 dB při příjmu vysílače na K7, můžeme předpokládat, že úroveň signálu



Obr. 112. Elektrické vlastnosti zesilovače s BFY90

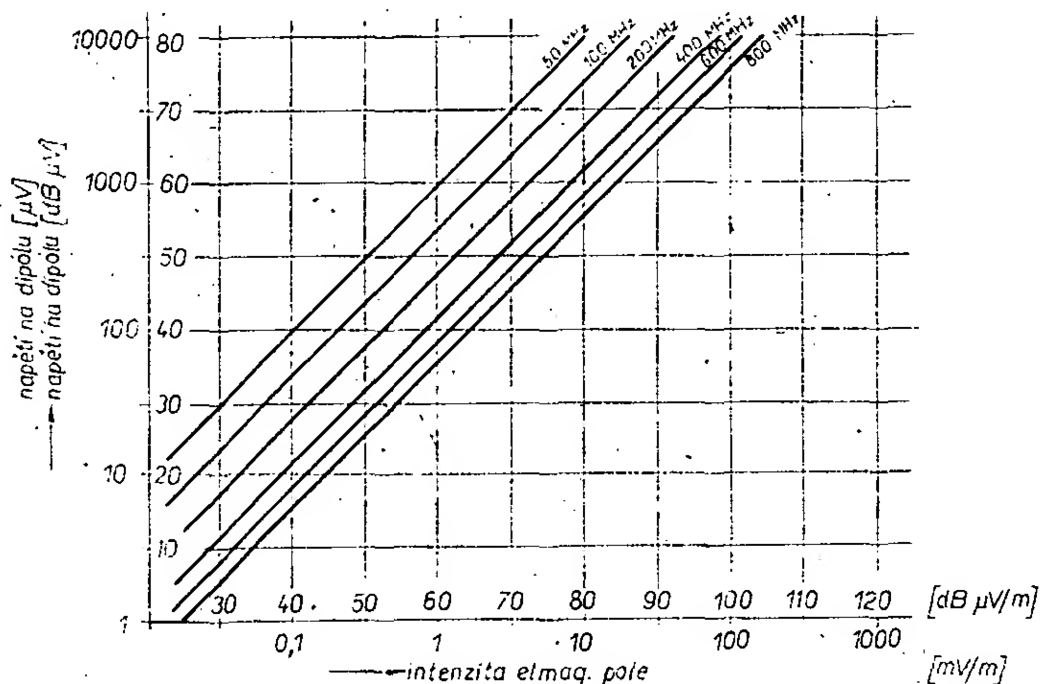
z antény je 50 + 20 = 70 dBμV, tj. 3,2 mV. Hlavně však ovšem vidíme, že máme k dispozici až 20 dB, které můžeme použít k hrazení ztrát v rozvodu.

Toto byl případ, kdy je již postavena anténa a zjišťujeme velikost a jakost signálu, který dodává. Jinou otázkou je rozhodnout se pro určitý vysílač, zvláště pak tehdy, nacházíme-li se mimo oblast zaručeného příjmu. V tomto případě se musíme přesvědčit, je-li naděje, že po postavení řádné antény obdržíme takový signál, který umožní dobrý obraz. Zde si opět můžeme pomoci běžným, nejraději přenosným přijímačem. Pro tento pokus si však nejprve musíme zhotovit náhražkovou anténu, tj. skládaný dipól potřebné délky se svodem k televizoru. Pokud se podaří získat obraz (i když v šumu), má smysl investovat další náklady do nákupu a stavby antény. Je-li obraz s náhražkovou anténou sotva znatelný, musíme počítat s tím, že i s dobrou anténou budeme muset použít předzesilovač.

44 nebo 51). Na jeho výstup potom připojíme souosý kabel, který bude sloužit jako přívod k přijímači. Stejným způsobem musíme v každém případě řešit svod od definitivních antén.

Chceme-li měřit velikost signálu, použijeme k tomu účelu vždy souosý svod. Abychom mohli do tohoto svodu zařadit útlumový člen, musíme jej (nejlépe blízko přijímače) přerušit podle obr. 114. a připojit útlumový člen podle tab. 6.

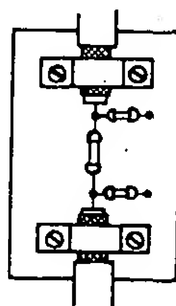
Nosnou desku je vhodné udělat kovovou, aby zabezpečila dokonalé spojení mezi stínícími vodiči obou konců kabelu. K upevnění středních vodičů kabelu a součástek je možno použít izolované „opěrky", použít lze též samonosnou konstrukci. V tom případě připájíme odpory útlumového členu přímo na střední vodiče souosého kabelu. Při realizaci členu musíme vždy dbát na to, aby stínění obou konců bylo navzájem bezpečně spojeno. Na dokonalé připojení stínicího vodiče nesmíme nikdy při montáži zapomenout.



Obr. 113. Diagram k určení napětí získaného půlvlnným dipólem při impedanci 75 Ω

Nyní ještě něco o tom, jak propojíme anténu s televizorem. První věc, na které záleží, je druh vstupu TVP (300 Ω nebo 75 Ω). Chceme-li ověřit možnost příjmu s pomocnou anténou u přijímače se symetrickým vstupem 300 Ω, stačí připojit na konce skládaného dipólu dvojlinku, kterou je potom možno použít jako přívod k TV přijímači. Pokud máme při tomtéž měření TV přijímač se souosým vstupem 75 Ω, musíme se postarat o desymetrizaci na svorkách antény. K tomu musíme použít některý z dříve popsaných symetrizačních členů (obr.

Kabel s nepřipojeným stíněním (nebo připojeným jen na jedné straně) se nechová jako vf vedení, nýbrž pouze jako vodič s velkou kapacitou proti zemi. V tomto případě je stínicí plášť spíše ke škodě, než k užitku. Budeme-li měřit přijímačem se symetrickým vstupem, musíme za útlumový člen zapojit ještě symetrizační člen podle obr. 93. Pokud bychom to neudělali, vedlo by to jednak k impedančnímu nepřizpůsobení, jednak ke stejnému jevu, jako když nepřipojíme stínění.



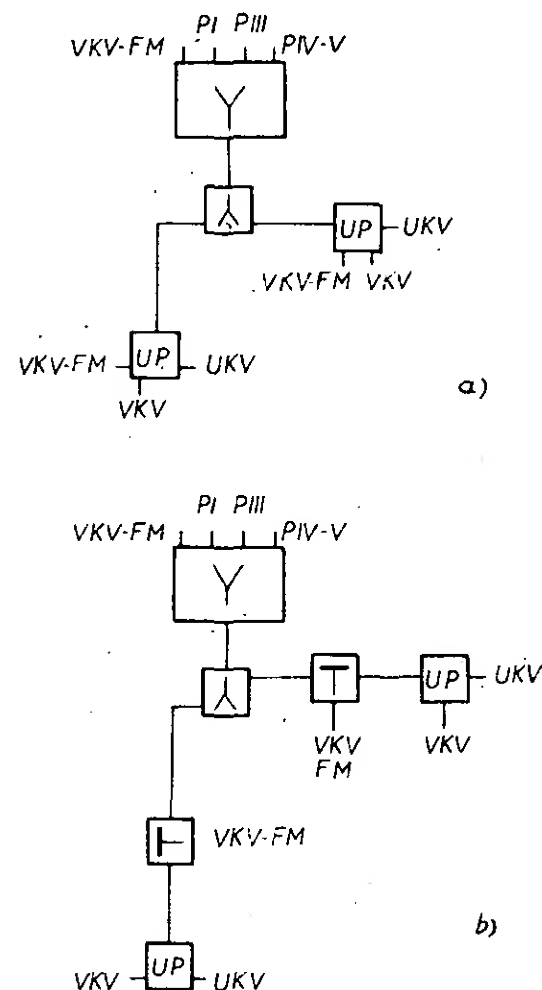
Obr. 114. Způsob připojení útlumového členu do vedení

Příklady řešení a kalkulace některých typů domovních rozvodů

Na celkových ztrátách v rozvodu se bude podílet jednak slučovací člen, jednak vlastní rozvodná síť. Ztráty ve slučovacím členu je nutno stanovit pro jednotlivé přijímané kanály zvlášť; na jejich velikost má vliv složitost slučovače. Pro jednotlivé typy slučovačů jsou uvedeny útlumy v příslušné kapitole. Na tomto místě se proto budeme zabývat určováním ztrát pouze v domovní síti a to u několika typů malých rozvodů.

Rozvod pro minimální počet účastníků

Nejjednodušší je, chceme-li zabezpečit signál pro dva účastníky. V tomto případě je výhodné s ohledem na dosažení minimálních úbytků použít rozbočovací členy. To znamená rozbočit energii přiváděnou od antény do dvou směrů, vždy se stejnými úbytky. Schéma takového rozvodu je na obr. 115a, b.



Obr. 115. Rozvod signálu TV a R pro dva účastníky

V prvním případě je účastnická přípojka řešena s rozbočením pro napájení rozhlasu VKV FM. V druhém případě napájíme rozhlasový vstup zvláštním odbočovačem. Kalkulace útlumu pro jednotlivá pásma a provedení podle obr. 115a, b je v tab. 12. Vidíme, že velikosti útlumu pro jednotlivá provedení se od sebe liší jen málo (kromě odbočení pro rozhlas FM). Na základě doporučených úrovní potřebných na vstupu přijí-

nače pro dobrý obraz (tab. 2) vidíme, že tento typ rozvodu můžeme volit za předpokladu, že z antény přijímající TV signál v rozsahu I. až III. pásma získáme signál alespoň 62 dBµV, tedy větší než 1 mV, a v rozsahu IV. a V. pásma asi 70 dBµV, tj. větší než 3 mV.

Tab. 12. Kalkulace útlumu v rozvodu podle obr. 114a, b

Díly rozvodu	Útlum v kmitočtovém pásmu [dB]							
	VKV-FM		VKV 41		VKV K12		UKV K30	
	typ a	typ b	a	b	a	b	a	b
Slučovač	4,0	4,0	4,0	4,0	2,0	2,0	3,0	3,0
Kabel VFKV 630 15 m	0,8	0,8	0,8	0,8	1,5	1,5	2,6	2,6
Rozbočovač	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5	4,2	4,2
Odbočovač	0	11,5	0	1,0	0	1,0	0	1,5
Úč. přípojka	4,5	0	4,5	1,0	4,5	1,0	2,5	2,5
Celkový útlum	12,8	19,8	12,8	10,3	11,5	9,0	12,3	13,8

S ohledem na oddělení přijímače VKV – FM od TVP je výhodnější provedení podle obr. 115b. Pokud se týká oddělení obou účastníků, měl by zpětný útlum rozbočovače obě účastnické větve oddělit spolehlivě. Ještě však je nutno upozornit na potíž, která vznikne při použití rozbočovače v rozvodné síti tak, jak je to na obr. 115. Jak již bylo řečeno, umožňuje hybridní obvod provedený jako rozbočovač rozbočit jeden nebo více signálů do dvou směrů. Podmínkou však je, aby oba výstupy byly v celém kmitočtovém pásmu zatíženy charakteristickou impedancí, tj. 75 Ω. V našem případě to však nebude dodrženo. Vstupy TV přijímače se budou mimo pásmo, na které jsou nastaveny, chovat jako obecná impedance. V případě, že není přijímač v chodu, budou se tak chovat na všech kmitočtech. Totéž platí i o přijímači rozhlasovém. Praktický důsledek toho je, že vzniknou určité odchylky od jmenovitého útlumu rozbočovače; jejich velikost však nebude tak velká, aby to působilo rušivě. Horší bude, že v místě nepřizpůsobení vzniknou odrazy, které by mohly mít za následek vznik duchů. Můžeme jim v tomto případě zabránit pouze tím způsobem, že zvolíme takové délky jednotlivých větví (tj. v tomto případě prakticky od antény až k účastnické přípojce), aby zpoždění, které vznikne na této délce kabelu, nebylo na obrazu patrné. V praxi to znamená volit délku kabelu 10 až 15 m. U typu malého rozvodu, který jsme uvažovali, lze tento požadavek obvykle dodržet.

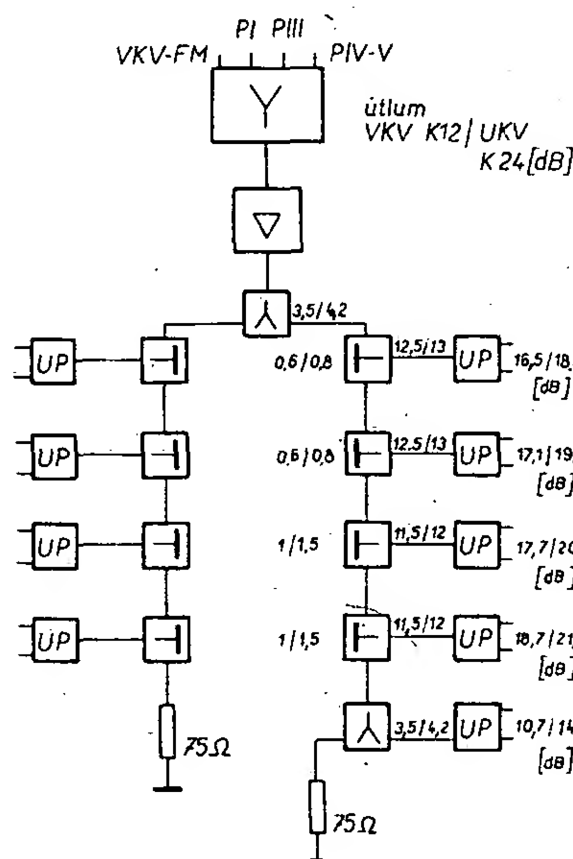
Z toho co bylo řečeno vidíme, že pro tak malý počet účastnických přípojek (a přistoupí-li k tomu ještě požadavek pouze dvou TV programů a rozhlasu VKV-FM) není nutné signály slučovat a opětně je oddělovat. Ekonomicky výhodné by bylo realizovat rozvod oddělenými svody (od jednotlivých antén). Znamená to, že bychom potřebovali tři oddělená vedení a tři rozbočovače. Odpadne slučovač a účastnické přípojky. Útlum od antény ke každému účastníkovi by byl pro VKV – FM a I. a II. TV pásmo asi 4,5 dB, pro III. TV pásmo asi 5 dB a pro IV. a V. pásmo asi 7 dB. Vidíme, že vystačíme se signálem o 6 dB menším, tj. asi polovičním vzhledem k případu podle obr. 115.

Podobně podstatně zjednodušíme konstrukci a zmenšíme ztráty pro tento typ rozvodu, sloučíme-li do jednoho vedení pouze programy TV a rozvod rozhlasu FM provedeme zvlášť. Potom vystačíme s nejjednodušším provedením slučovacího členu jako kmitočtové výhybky shodné s účastnickou přípojkou.

Rozvody rozbočovacími členy je možno realizovat ještě kupř. pro čtyři účastníky pomocí tří rozbočovačů. Útlumy uvedené v tab. 12 se tím zvětší asi o 3,5 dB. Musíme však stále pamatovat na všechna omezení, která byla uvedena.

Rozvod pro větší počet účastníků

V tomto případě se bude potřebná délka kabelu zvětšovat, takže možnost vzniku odrazů nemůžeme připustit. Navíc přítomnost většího počtu míst, na nichž mohou vznikat odrazy, se projevuje v každém případě nepříznivě. Proto musíme použít průběžné (stoupací) vedení, z něhož budeme signály odbočovat k jednotlivým účastníkům směrovými odbočovači. Ty mají totiž proti rozbočovačům tu přednost, že odbočovací výstup je od průchozího vedení oddělen v jednom směru odbočovacím útlumem asi 12 dB a v druhém směru zpětným útlumem asi 30 dB. Jakékoli nepřizpůsobení na konci účastnického vedení se proto na stoupacím vedení neprojeví. O takovémto typu rozvodu jsme se zmínili již dříve a je uveden na obr. 96 – předpokládali jsme, že na konci stoupacího vedení budou rozbočovací členy. Z hlediska maximálního využití signálu je to vhodné, protože jak jsme ukázali, útlum ke všem účastníkům je přibližně stejný. To se však již nedá říci o vzniku odrazů. Podobné provedení je možno připustit pouze tehdy, nepřesáhne-li délka stoupacího vedení 15 m. V opačném případě je nutno realizovat takový rozvod pouze odbočovacími členy a poslední zakončit 75 Ω (obr. 116). Tímto způsobem



Obr. 116. Rozvod signálu TV a R pro větší počet účastníků

máme zaručenu minimální možnost vzniku odrazů. S ohledem na maximální využití úrovně signálu to však není optimální řešení. Z tohoto hlediska bychom mohli doporučit použití rozbočovacího členu na konci stoupacího vedení. Aby však nemohlo dojít k jeho nadměrnému nepřizpůsobení, je vhodné jeden jeho výstup nepoužít pro účastnickou přípojku, nýbrž zatížit jej 75 Ω. V tom případě je vliv druhého výstupu omezen. Tento způsob je též uveden na obr. 116, kde je i kalkulace ztrát v tomto typu rozvodu. Vidíme, že jsme schopni zásobit 8 nebo 10 účastnických přípojek při největší ztrátě v rozvodu k účastníkovi asi 20 dB. Je velmi pravděpodobné, že u tohoto typu rozvodu se již neobejdeme bez zesilovače. Pokud se rozhodneme užít širokopásmový zesilovač (obr. 116), bude vhodné vybudit jej na výstupní úroveň max. 80 dBµV. U zesilovače, který má vlastnosti odpovídající provedení podle obr. 108 a 109, je to právě vyhovující s ohledem na zajištění dostatečné bezpečnosti proti přebuzení. V tomto případě se musíme postarat o to, aby úroveň všech TV signálů za slučovacím členem byla asi 60 dBµV. O této skutečnosti je třeba se přesvědčit měřením tak, jak bylo již uvedeno dříve. Pokud by některý ze signálů převyšoval tuto hranici, je nutno se ve slučovacím členu postarat o vyrovnání. Při provedení podle obr. 101 je na to pamatováno jednak možností použít směrové vazební členy s různým útlumem jednotlivých větví, který je určen ke slučování kmitočtově blízkých signálů, jednak použitím útlumového členu tvaru odporového článku II, který můžeme realizovat v potřebné velikosti v cestě každého přiváděného signálu. Za těchto předpokladů, tj. při použití širokopásmového zesilovače se ziskem asi 22 dB a jeho vybuzení asi na 80 dBµV a při volbě potřebné úrovně u účastníka podle tab. 2 máme určitou rezervu, ovšem pouze pro kanály přenášené v rozsahu VKV. Pro pásmo UKV předpokládaná úroveň právě postačí ke krytí ztrát v rozvodu, zvláště když připočteme ještě útlum kabelu (asi 1,5 dB), který není v kalkulaci na obr. 116 uvažován.

Na tomto místě je třeba ještě upozornit na to, že při předpokládaném sloučení signálů mohou vznikat potíže přebuzením zesilovače silným signálem rozhlasu VKV – FM. Na tuto skutečnost jsme již upozorňovali dříve. Abychom tomu zabránili, musíme nastavit úroveň signálů rozhlasu FM asi o 10 dB menší než úroveň TV signálů, to znamená, asi 70 dBµV na výstupu zesilovače.

Literatura

V seznamu literatury jsou uvedeny některé z publikací, které se zabývají tematikou příjmu a rozvodu vf signálů.

[1] *Borovička, J.:* Přijímače a adaptory pro vkv. Praha: SNTL 1967.

[2] *Hodinár, K.:* Stereofonní rozhlas. SNTL: Praha 1971.

[3] *Český, M.:* Antény pro příjem rozhlasu a televize. SNTL: Praha 1976.

[4] *Český, M.; Vodrážka, J.:* Rádce televizního opraváře. SNTL: Praha 1974.

[5] *Český, M.:* Příjem rozhlasu a televize. SNTL: Praha 1976.

[6] *Český, M.:* Stavba malé společné antény. SNTL: Praha 1978.

[7] *Mack, Z.; Kryška, L.:* Příjem stereofonního rozhlasu. SNTL: Praha 1978.

[8] *Richter, H.:* Příručka techniky televizního příjmu a příjmu na vkv. SNTL: Praha 1965.

[9] *Hošek, Z.; Pejskar, J.:* Vysokofrekvenční tranzistorové zesilovače. SNTL: Praha 1967.

Mikropočítačový simulátor „SFS Walletsize" napodobuje let kosmickou lodí

Pokročilí mikropočítačoví amatéři v USA si mohou sami postavit simulátor letu kosmickou lodí. Americká firma 2005 AD (Philadelphia) předváděla na výstavě Personal Computing v Atlantic City simulátor SFS Walletsize (obr. 1). Kabina ze dřeva a kovu je vysoká jen 1,5 m a svým vybavením vzbuzuje zcela reálnou iluzi řídicí kabiny kosmické lodi.

Po usednutí se posunute se sedadlem dopředu a dostanete se zcela do zajetí přístrojů kabiny. Na indikačních panelech vpředu nahoře blikají různá světla programu Apollo a nejrůznější letecké přístroje vlevo i vpravo zobrazují a indikují nejrůznější informace. Jádrem kabiny je zobrazovací jednotka (před sedadlem), kterou tvoří tři obrazovky, jedna s úhlopříčkou 62 cm a s velkou rozlišovací schopností. Let se kontroluje hlavní pákou ručního řízení, třemi posuvnými řídicími páčkami a četnými spínači. Nejjednodušší program pro začátečníky simuluje přistávání lodí na měsíční plošině. Na střední obrazovce je vidět horizontální a vertikální pohyb lodi, na levé obrazovce je stranový pohled na přistávací plošinu. Při minutí přistávací plošiny loď ztroskotá a na obrazovce se objeví příslušný komentář. V náročnějším programu pro spojení kosmických lodí za letu se uvažuje kolébání, náklon i vybočení lodi a souřadnice x, y, z. Přiblížení se kontroluje tahovými a brzdicími raketovými motory a celá simulace je zaměřená na přesnost, časování a spotřebu paliva.

SFS Walletsize je v podstatě velmi důmyslná mikropočítačová hra programovaná se zřetelem k fyzikálním skutečnostem kosmického letu a je proto i zdrojem poučení. Navíc se může programovat v jazyku BASIC tak, že může simulovat let různých typů kosmických lodí a letadel. Simulace je napsána v jazyku BASIC verze AOO firmy Poly Morphic Systems.

Projekt SFS Walletsize vyžadoval speciální hardware a software, aby byl schopen opravdové simulace kosmického letu. Pro analogové řízení (např. různé páky) jsou zapotřebí stykové obvody, které převádějí polohy řídicích pák na číslicové informace (před zpracováním v mikropočítači). Výsledky zpracování dat vyžadují další zpracování před jejich zobrazením na stínítku obrazovek, na přístrojových panelech, světelných panelech a před převedením na akustické tóny s proměnným kmitočtem v několika malých reproduktorech. Cena byla rovněž důležitá a tak autoři použili většinu hardware z vlastních zásob a přiznávají, že při novém návrhu by vybrali hardware zcela odlišně.

Jádrem systému je pozměněná deska s mikroprocesorem Z-80, která pracuje při kmitočtu hodinových impulsů 2 MHz. Na deskách s periferními obvody je UART (univerzální asynchronní přijímač a vysílač pro dálnopis), 4krát ACIA (asynchronní komunikační stykový adaptér pro terminál a tiskárnu), 4× CTC a jeden USART (programovatelné časovací čítače a univerzální synchronní/asynchronní přijímač a vysílač pro páskovou paměť), PIA (16bitový paralelní periferní stykový adaptér s oboustranným potvrzením příjmu dat), 16krát 8212 (8bitová brána vstup/výstup) a 3 desky firmy Poly Morphic Systems k úpravě dat pro zobrazení. Polovodičová paměť na 4 deskách má kapacitu 40K byte. K časování simulace se používají krystalem řízené hardwarové denní hodiny a hodinová funkce reálného času Basic firmy Poly Morfic Systems. Pro výstupní analogové a tónové funkce se používají čipy CTC (programovatelné časovací čítače) a stykové obvody jsou vlastní výroby. K styku s návěstními světly a spínači se používají paralelní brány vstup/výstup (celkem 128) a obvody vlastní výroby. Všechny desky jsou připojeny k sběrnici S-100. Podrobnější popis je uveden v časopise Interface Age (1978, č. 2 a 3).

Ing. Jaroslav Budínský



Obr. 1. Pohled na kabinu SPF Walletsize. Mnoho kontrolních páček a světel je jen pro efekt, informace na obrazovkách představují však reálnou trojrozměrnou simulaci přistávání na Měsíci

Mikroprocesory v domácnosti

V posledních letech se začínají zvolna prosazovat mikroprocesorové jednotky k řízení některých domácích spotřebičů, například praček, myček nádobí a sušičů prádla. Tyto spotřebiče byly dosud ovládány mechanickým programátorem, který byl velmi častým zdrojem poruch a jehož výměna nebyla obvykle jednoduchou ani levnou záležitostí.

Toto „zastaralé" řízení je nyní svěřováno mikroprocesorové jednotce, která je ovládána jednoduchými tlačítky, popřípadě bezkontaktními spínači, a okamžitý stav programu indikuje svítivými diodami.

U praček a myček nádobí znamená použití mikroprocesoru větší provozní spolehlivost, jednodušší obsluhu a lepší přehled o probíhajícím programu. Elektronický programátor mnohdy umožňuje i předprogramování příslušného úkonu řadu hodin napřed. Doba trvání programu (popřípadě doba do jeho ukončení) může být snadno signalizována na displeji, elektronické obvody zajistí, aby nebylo možno otevřít pračku v době odstřeďování, anebo při velkých teplotách prací lázně apod. Elektronicky lze současně řídit i rychlost otáčení motoru, což umožňuje plynule zvětšovat či zmenšovat rychlost otáčení pracího bubnu například při odstřeďování.

100 TV kanálů nastavitelných tlačítkem

Firma Siemens dodává sadu integrovaných obvodů, které digitálně zajišťují přesný souhlas mezi kmitočtem vysílače a naladěním přijímače.

Nový ladicí systém, nazvaný SDA 100, vypočítá okamžitě pro žádaný vysílač odpovídající kmitočet příjmu. Pro tento účel je naprogramováno 100 kanálů. Kmitočet, na němž musí pracovat oscilátor televizního přijímače, je okamžitě vypočítán velmi rychlými děliči, pracujícími technikou ECL. Zpracovatelný rozsah dosahuje oblasti gigahertzů. Ve spojení s programovaným děličem a fázovou regulační smyčkou (PLL) je oscilátor přijímače naladěn na přesný kmitočet, odvozený z kmitočtu krystalem řízeného oscilátoru.

Popsaný systém umožňuje trvalé zcela přesné naladění zvoleného vysílače. Stisknutí uživatel příslušné tlačítko, obdrží řídicí jednotka pokyn k vyhledání informace o kmitočtu vysílače v paměti. Přijímač je okamžitě naladěn na požadovaný přijímací kmitočet s největší přesností.

Ladicí systém SDA 100 lze kombinovat také s automatickým vyhledáváním stanic (Sendersuchlauf). I v tomto případě je zajištěna největší přesnost naladění.

Sluneční zdroje pro běžné použití

V technice družic se již řadu let staly sluneční zdroje nepostradatelnou součástí vybavení. Oblast využití těchto ekonomických zdrojů se denně rozšiřuje.

V poslední době vyvinula firma Solar Power novou standardní jednotku pod označením P-1002, která dodává proud až 0,6 A při napětí 2,3 V. K dosažení vyššího napětí jsou tyto články řazeny do velkých panelů sériově. Ve spojení s pomocnými akumulátory se velmi dobře uplatňují všude, kde není k dispozici jiný vhodnější zdroj elektrické energie.

Nový telefonní systém

Telekomunikační družice typu Intelsat 4a umožňuje přenos až 6000 hovorů současně. Použitý systém, nazývaný TDMA (Time Division Multiplex Access) použila pozemní stanice v Raisingu (SNR).

Principem systému je řada impulsů, které jsou vyslány (i přijmuty) v časovém odstupu asi 750 µs. V nich je zakódováno až 60 hovorů na každý kanál, odlišený kmitočtem. Hovorové kanály jsou tzv. impulsním kódem vzájemně dokonale odděleny. Toto kódování umožňuje také adresovat jednotlivé hovorové kanály předem zvoleným přijímacím stanicím.

Použitý systém je odolný proti poruchám a k praktickému využívání větším množstvím stanic má dojít až v osmdesátých letech. Hlavní důvod je ten, že kmitočtové kanály, které jsou dosud k dispozici (4 GHz a 6 GHz) pro požadovaný počet hovorů již nestačí.

Zajímavou vlastností takto uskutečněných hovorů je časové zpoždění, které je důsledkem dráhy asi 80 000 km, kterou musí signál urazit. Toto zpoždění je asi 0,3 s. *–Lx–*

RADIOTECHNIKA podnik ÚV Svazarmu

expedice plošných spojů

Žižkovo nám. 32

500 21 Hradec Králové

sděluje všem zájemcům, že byl zahájen doprodej desek s plošnými spoji, vyráběných podle podkladů v AR a označených E, F, G, H, J. Tyto desky s plošnými spoji se již vyrábět nebudou! Jde o desky podle následujícího seznamu:

označení		cena za kus
E103	regulátor rychlosti	3,60
E01	zesilovač G4W	110,-
E57	SSB TRX	12,-
E100	přijímač	18,50
E89	stabilizátor napětí	10,-
E82	předzesilovač pro kytaru	11,-
E102	stereosyntetizátor	36,-
E101	dálkové ovládání	27,-
E75	univerzální zesilovač	47,-
F38	měřič LC	6,-
F50	automatický čas. spínač	9,-
F59	tranzistorový TRX	89,-
F47	generátor signálu	4,-
F10	uspávací přístroj (modul)	6,-
F04	měřič otáček	7,-
F48	výkonový zesilovač	6,-
F37	mf zesilovač	11,-
F26	zdroj ss napětí	10,-
F53	oddělovací zesil.	19,50
F86	nf zesilovač	5,-
F44	nf zesilovač	8,50
F55	elektronické kostky	9,-
G28	konvertor	175,-
G65	přímosměšující přijímač	110,-
G06K	dozvuk	65,-
G35	stereodekodér	49,-
G05	automat. vypínání gram.	22,-
G26	čísel. měřič kmitočtů	11,50
G04	síť. nap. zdroj	22,-
G01	přijímač	93,-
G33	rozmítač	72,-
G32A	tranzistor ladička	105,-
G68	KV konvertor	51,-
G59	el. zap. TRABANT	23,-
G51	generátor RC	26,-
G53	mf stupeň	13,-
G48	tuner UKV	17,50
G56	el. vypínání gramofonu	33,-
G12	uspávací přístroj	18,50
G39	spínač	16,-
G66	VKV VFO	21,-
G31	cyklovač	23,-
G29	přesný regulátor	20,-
G37	přijímač	24,-
G46	potleskoměr	15,50
G30	cyklovač	15,-
G67	VKV modulátor	14,50
G27	stereozesilovač	60,-
G08K	zdroj k zesil.	31,-
G07K	konc. k zesil.	76,-
G18	stereozesilovač	39,-
H26	řízení otáček gram.	49,-
H82	basová část	32,-
H72	vstupní zesilovač	21,-
H83	zkoušečka tranz.	13,50
H55	el. zapal. pro WARTBURG	27,-
H39	VXO pro 70 cm	53,-
H25	počítadlo přehr. desek	18,50
H08	směšovač	57,-
H65	expozimetr	10,-
H13	regulátor napětí	14,50
H80	generátor jednotka	58,-
H52	regul. k 20 W zesil.	48,-
H09	směšovač	28,-
H16	milivoltmetr	17,50
H69	expoz. pro bar. fotogr.	53,-
H77	korekční obvod k zesil.	28,-
H60	hlídací zařízení	29,-
H26	řízení otáček gram.	49,-
H205	kalibrátor a BFO	33,-
H218	dekodér	18,50
H204	přijímač VKV ADAM	48,-
H203	korekční LC zesil.	63,-
H97	kmitoč. syntetizér	18,50
H35	zkoušečka TTL IO	66,-
H81	rejstříky vibrátor	58,-
H61	regulátor pro alternátor	29,-
H27	snímač charakteristik	35,-
H02	čas. spínač	26,-
H63	tranz. blesk	24,-
H66	signální hodinky	120,-
H54	tranz. zapalování	22,-
H44	analogová deska A1	45,-
H46	analogová deska A3	45,-
H86	číslicová deska D1	45,-
H87	číslicová deska D2	45,-
H88	číslicová deska D3	45,-
H89	číslicová deska D4	45,-
H90	číslicová deska D5	45,-
H91	číslicová deska D6	45,-
H92	číslicová deska D7	45,-
H93	deska T1	45,-
H94	deska T2	45,-
H95	deska T3	45,-
H209	deska Z2	45,-
H210	deska Z3	45,-
H211	deska P1	45,-
H17	RD dekodér	20,-
J45	mf zesilovač detekt.	39,-
J21	vypínač gramofonu	32,-
J521	měřič teploty	27,-
J204	zdroj (držák baterií)	60,-
J35	elektron. voltmetr	24,-
J41	kmit. analyzátor	38,-
J15	obr. displej	75,-
J55	kompl. RX	31,-
J44	komunikační přístroj	31,-
J28	měř. kmitočtu	16,-
J59	přepínač žárovek ke stromku	32,-
J42	kmitoč. analyzátor	15,50
J503	aut. pro nabíječku	15,-
J529	dekodér	13,-
J36	nf generátor	8,-